

# radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio • Fernsehen • Elektroakustik und Elektronik

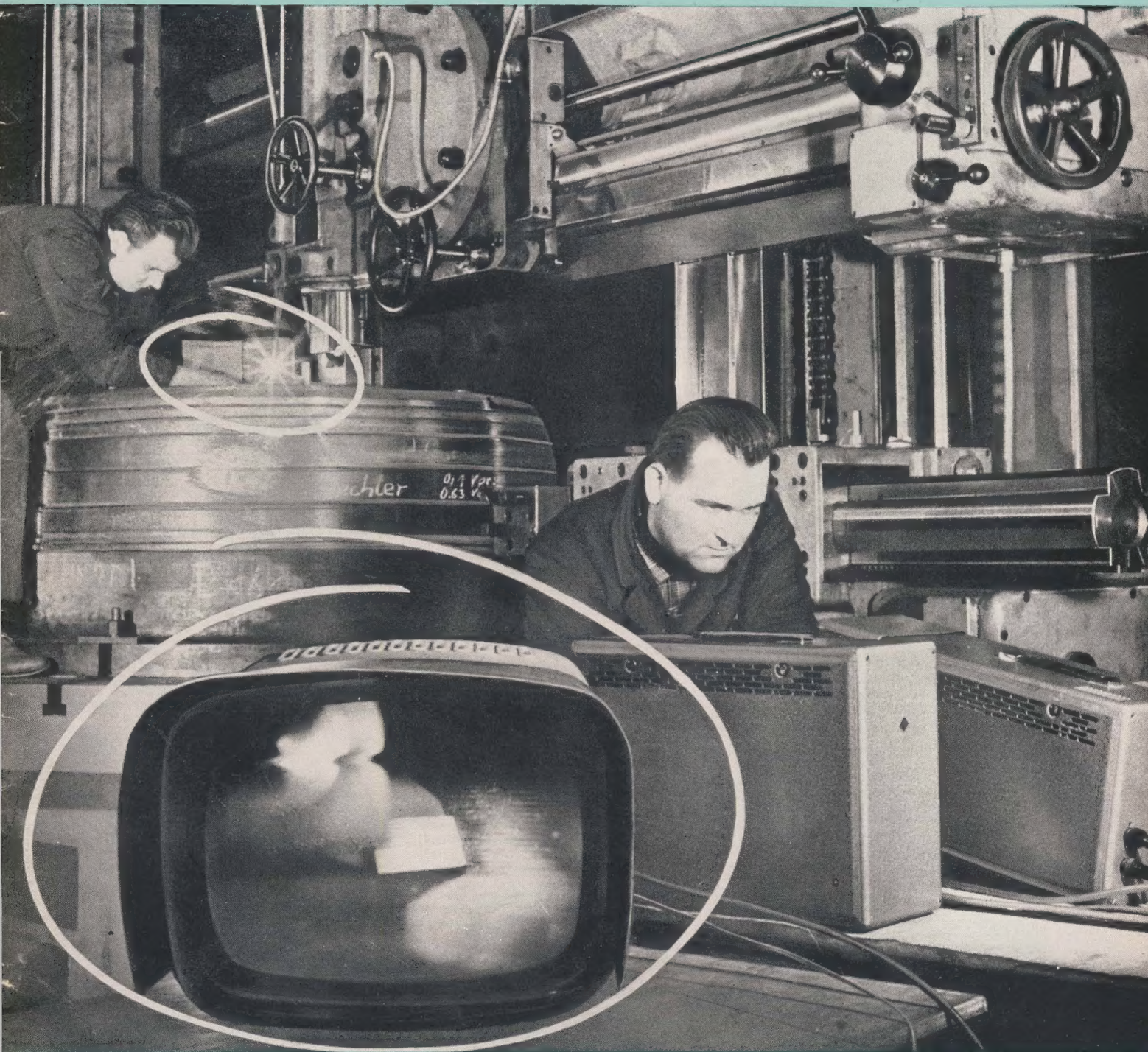
Hinweise zum Selbstbau  
eines Universaltastkopfes

PREIS DM 2,00 • 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG • FÜR DBR BERLIN

MÄRZ 1964

6



VEB VERLAG TECHNIK • BERLIN



## AUS DEM INHALT

<b>Nachrichten und Kurzberichte</b>	<b>162</b>
H. D. Naumann <b>Einige Bemerkungen zur Radarbeobachtung künstlicher Erdsatelliten</b>	<b>163</b>
Frank Zipfel <b>Grenzwertschaltungen</b>	<b>165</b>
<b>Neue Typenbezeichnungen für Halbleiterbauelemente</b>	<b>167</b>
Henry Langer <b>Messung der dynamischen Kenndaten von Transistoren mit Hilfe der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3</b>	<b>169</b>
Ing. Wilfried Dieterich <b>Fernbeobachtungsanlage FBA 2 Teil 2 und Schluß</b>	<b>172</b>
A. Tewes <b>Kombinierter VHF-UHF-Kanalwähler</b>	<b>173</b>
Helmut Krüger <b>Hinweise zum Selbstbau eines Universaltastkopfes</b>	<b>176</b>
Ing. Fritz Meusel und Hans-Joachim Richter <b>Brennstoffelemente und Bioelemente</b>	<b>178</b>
J. Ludwig, M. Gabriel und P. Schütze <b>Halbleiterinformationen (57) Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungs-transistoren OC 920 bis OC 923</b>	<b>181</b>
<b>Aus der Reparaturpraxis</b>	<b>183</b>
Johannes Glöckner <b>Der Ersatz des Breitbandübertragers im NF-Verstärker durch einfachere Übertrager, Teil 1</b>	<b>185</b>
Ing. W. Stoeckel <b>Oszillator mit Silizium-Transistoren</b>	<b>187</b>
<b>Neues aus der sowjetischen Elektronik Ein neuer transportabler transistorisierter Tongenerator</b>	<b>189</b>
<b>Referate</b>	<b>191</b>
<b>Fachbücher</b>	<b>191</b>
<b>Übersicht über die bisher veröffentlichten Reparaturhinweise von 1959 bis 1963 (Teil 2)</b>	<b>3. U.-S.</b>

### VEB VERLAG TECHNIK

Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig  
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.  
Telefon 42 0019, Fernverkehr 42 3391, Fernschreiber 011441 Technikammer Berlin (Technik-verlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin  
**radio und fernsehen**  
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer  
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke  
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik  
**Alleinige Anzeigenannahme:**  
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.  
Gültige Preisliste Nr. 1  
**Druck:** Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36  
Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.  
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,—DM

## OBSAH

Oznámení a zprávy	162
H. D. Naumann Několik poznámek k sledování umělých družic Země pomocí radaru	163
Frank Zipfel Zapojení s mezními hodnotami	165
Nové značení polovodičových stavebních prvků	167
Henry Langer Měření dynamických hodnot tranzistorů pomocí můstku SWM 3	169
Ing. Wilfried Dieterich Souprava průmyslové televize FBA 2, díl druhý a závěr	172
A. Tewes Kombinovaný kanálový volič pro decimetrové a metrové vlny	175
Helmut Krüger Pokyny k stavbě univerzální sondy	176
Ing. Fritz Meusel a Hans-Joachim Richter Palivové a biologické články	178
J. Ludwig, M. Gabriel a P. Schütze Informace o polovodičích (57) Předběžné charakteristické hodnoty křemíkových slitinových pnp-transistorů OC 920 až OC 923	181
Z opravářské praxe	183
Johannes Glöckner Náhrada širokopásmového transformátoru v nízkofrekvenčním zesilovači jednoduššími transformátory, díl první	185
Ing. W. Stoeckel Oscilátor s křemíkovými tranzistory	187
Novinky ze sovětské elektroniky Nový přenosný zvukový generátor s tranzistory	189
Referáty	191
Odborné knihy	191
Přehled v letech 1959 až 1963 uveřejněných opravářských návodů (2)	3. str. obálky

### Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Dr.-Ing. H. Henniger, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschki, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

### Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag  
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag  
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

### Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana  
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris  
Volksrepublik China: Guozhi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung  
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46  
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei Politic Administrative C. F. R., Bukarest  
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradská ul. 14  
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuzpsetschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen  
Ungarische Volksrepublik: „Kultura“ Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 162  
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>Известия и краткие сообщения</b>	<b>162</b>
Г. Д. Науман <b>О радиолокационном методе наблюдения искусственных спутников Земли</b>	<b>163</b>
Франк Ципфель <b>Пороговые схемы</b>	<b>165</b>
<b>Новые условные обозначения полупроводниковых приборов</b>	<b>167</b>
Генри Лангер <b>Измерение динамических параметров транзисторов измерителем полных проводимостей типа SWM 3</b>	<b>169</b>
Инж. Вильфрид Дитерих <b>Промышленная телевизионная установка FBA 2, ч. 2-я и окончание</b>	<b>172</b>
А. Тевес <b>Комбинированный блок ПТК метровых и дециметровых волн</b>	<b>175</b>
Гельмут Крюгер <b>О самодельном универсальном шупе</b>	<b>176</b>
Инж. Фриц Мейсель и Ханс-Иоахим Рихтер <b>Химозлектрические и биоэлектрические элементы</b>	<b>178</b>
И. Людвиг, М. Габриель и П. Шюце <b>Информация о полупроводниковых приборах (57) Ориентировочные данные сплавных кремниевых транзисторов р-п-р-типа OC 920 — OC 923</b>	<b>181</b>
<b>Из работы ремонтных мастерских</b>	<b>183</b>
Иоганнес Глөкнер <b>Замена широкополосного трансформатора в НЧ усилителях более простыми трансформаторами, ч. 1-я</b>	<b>185</b>
Инж. В. Штөкель <b>Генератор ВЧ на кремниевых транзисторах</b>	<b>187</b>
<b>Новое в советской электронике Новый переносный звуковой генератор на транзисторах</b>	<b>189</b>
<b>Рефераты</b>	<b>191</b>
<b>Новые книги</b>	<b>191</b>
<b>Обзор статей по ремонту радиоаппаратуры, опубликованных за 1959 — 1963 гг. (2)</b>	<b>3. стр. о-и</b>



## CONTENTS

<b>Information and Reports</b>	<b>162</b>
H. D. Naumann <b>On the Radar Observation of Artificial Earth Satellites</b>	<b>163</b>
Frank Zipfel <b>Switching Arrangement for Critical Voltage or Current Values</b>	<b>165</b>
<b>New Type Designations for Semiconductor Component Parts</b>	<b>167</b>
Henry Langer <b>Measurement of Dynamic Transistor Characteristics Using a SWM 3 Admittance Bridge</b>	<b>169</b>
Ing. Wilfried Dieterich <b>Closed-Circuit Television Plant FBA 2 (Part 2 and Conclusion)</b>	<b>172</b>
A. Tewes <b>Combined V. H. F. - U. H. F. Channel Selector</b>	<b>175</b>
Helmut Krüger <b>Instructions for the Home Construction of a Universal Key Head</b>	<b>176</b>
Ing. Fritz Meusel and Hans-Joachim Richter <b>Fuel Cells and Biological Cells</b>	<b>178</b>
J. Ludwig, M. Gabriel and P. Schütze <b>Semiconductor Informations (57) Preliminary Characteristics of the Si-pnp-Alloy Transistors OC 920 to OC 923</b>	<b>181</b>
<b>Repair Practice</b>	<b>183</b>
Johannes Glöckner <b>Substituting the Wide-Band Transformer in the Audio-Frequency Amplifier By Simpler Transformers (Part 1)</b>	<b>185</b>
Ing. W. Stoeckel <b>Oscillator Equipped with Silicon Transistors</b>	<b>187</b>
<b>Novelties from Soviet Electronics A New Portable Transistorized AF-Generator</b>	<b>189</b>
<b>Abstracts</b>	<b>191</b>
<b>Technical Books</b>	<b>191</b>
<b>Review of Repair Instructions Hitherto Published from 1959 to 1963 (2)</b>	<b>3rd Cover Page</b>



**Titelbild:**

Am Werkzeugträger der Zweiständer-Karusselldrehmaschine ist die Kamera einer industriellen Fernsehbeobachtungsanlage befestigt. Auf dem Bildschirm am Bedienungsstand kann der Arbeiter den spanabhebenden Prozeß am Werkstück genau verfolgen.  
Foto: Zentralbild

Betr.: „Die Leuchtstoffröhre als UKW-Antenne“

Vor mir liegt eines der letzten Hefte der Zeitschrift „Jugend und Technik“. Auf Seite 91 finde ich noch einmal einen Artikel über das Thema „Die Leuchtstoffröhre als UKW-Antenne“. Nun läßt es mir doch keine Ruhe mehr, Ihnen dazu etwas zu schreiben, nachdem ich schon öfter in radio und fernsehen darüber gelesen habe. Meine Zeilen sollen gewissermaßen auch etwas zu Ihrer „Rehabilitierung“ wegen Ihres Aprilscherzes von 1961 beitragen. ... Hier in unserer Gegend begann jedenfalls die ganze Sache bereits etwa ein Jahr vorher (vor unserer Veröffentlichung – d. Red.), als in den Elektrogeschäften die Nachfrage nach defekten Leuchtstoffröhren bestimmter Leistung (davon hängt ja deren Länge ab) immer größer wurde. Die Antwort auf die Frage, wozu diese Röhren gebraucht würden, war immer, daß man damit sehr leistungsfähige UKW-Antennen bauen könne. Irgendjemand hatte wahrscheinlich die Sache ausprobiert, und dann wurde das „Geheimnis“ mit größter „Sachverständigkeit“ weitergegeben. ... So wurde ich auch öfter danach gefragt, welcher physikalischen Wirkung die gute Leistung dieser Antennen zuzuschreiben wäre. Nun, selbst hatte ich die Sache nicht ernst genommen und auch nicht ausprobiert. ... Als ich nun das 1. Aprilheft von radio und fernsehen bekam und durchblätterte, dachte ich im ersten Augenblick: „Nanu, das stimmt wohl doch?“, bis ich die Unterschrift las, dann war mir das klar. ...

Jedenfalls finde ich derartige Aprilscherze in einer Fachzeitschrift gut, etwas Niveau müssen sie eben haben. Das Aprilheft sieht man sich dann ohnehin mit etwas Mißtrauen an, und dann kann man nicht darauf hereinfallen. Im übrigen finde ich, daß radio und fernsehen in den letzten Jahren ihres Bestehens sich zu einer wirklich guten und vor allem auch vielseitigen Fachzeitschrift entwickelt hat. Sie gibt nicht nur dem auf dem eigentlichen Rundfunkgebiet Tätigen etwas, sondern jedem, der sich für die elektronische Technik interessiert und damit zu tun hat.

M. Sch., Mülau

Recht herzlichen Dank für Ihr Schreiben... Auch in diesem Jahr bitten wir Sie und alle anderen Leser, das 1. Aprilheft mit noch mehr Mißtrauen als ein gewöhnliches Heft zu betrachten. Allerdings rechnen wir selbst nicht damit, so schnell wieder einen derartig köstlichen Korken wie die „Leuchtstoffröhre“ steigen lassen zu können...

Als alter Abonnent der Zeitschrift radio und fernsehen möchte ich Sie um Auskunft bitten: Ich habe einen noch gut arbeitenden Fernsehempfänger „Rembrandt“. Es machen sich jetzt Ermüdungserscheinungen einiger Röhren bemerkbar. Im Handel sind keine Ersatzröhren zu bekommen. Es wurde mir in vielen Berliner Geschäften mitgeteilt, die Produktion dieser Röhrentypen sei eingestellt wor-

## UNSERE LESER SCHREIBEN

den ... Stimmt diese Auskunft? bzw. gibt es noch eine Stelle, die Ersatzröhren ausliefert?  
E. M., Berlin-Friedrichshagen

Die Ihnen zuteil gewordene Auskunft ist richtig! Oktalröhren werden (Ausnahmen vorbehalten) in unserer Republik nicht mehr gefertigt. Für Zwecke der Ersatzbeschückung sind übrigens noch genug Röhren im Handel. Wer solche Röhren verkauft usw. ist eine Frage, die wir leider nicht beantworten können; derlei gehört, wie Sie sicherlich verstehen werden, ja auch nicht zum Aufgabenbereich der Redaktion einer Fachzeitschrift. Aber Ihre Fernsehreparaturwerkstatt kann Ihnen (wenn sie nicht selbst noch „alle“ Röhren hat) bestimmt Tips geben.

... Neulich war ich bei Bekannten, bei denen mir am Rundfunkempfänger auffiel, daß die Tonblende bei UKW-Empfang ganz dunkel gestellt war. Nachdem ich sie hell eingestellt hatte, hörte ich bei den hohen Tonfrequenzen starke Verzerrungen, die „Impulsartig“ auftraten. Eine ähnliche Erscheinung habe ich bei einem anderen Empfänger vor längerer Zeit beobachtet. Bei meinem eigenen Rundfunkapparat höre ich dergleichen nicht. Können Sie mir eine Erklärung für diese merkwürdigen Verzerrungen geben?

P. R., Königswusterhausen

Die von Ihnen beobachteten Verzerrungen – auch „Spuckeffekt“ genannt – entstehen, wenn die Bandbreite des ZF-Verstärkers bei UKW-Empfang zu schmal ist bzw. die Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers stark verzerrt ist (unsymmetrisch). Ein derartiger Fehler kann nachträglich bei Rundfunkempfängern durch eine Verstimmung eines bzw. mehrerer ZF-Bandfilter entstehen. Er läßt sich mit einem Selektografen (Beobachten der Durchlaßkurve) mit relativ einfachen Mitteln beseitigen.

Stimmt es, daß zwei Röhrenstufen erst durch drei Transistoren ersetzt werden in bezug auf ihre Verstärkung? Ich meine, daß die Verstärkung eines Transistors i. allg. geringer ist als die einer vergleichbaren Rundfunkverstärkeröhre?

C. H., Bautzen

Der von Ihnen erwähnte Vergleich wurde tatsächlich vor etwa drei bis vier Jahren angestellt. Damals traf es unbedingt zu, daß der Durchschnittstransistor eine geringere Stufenverstärkung ergab als die übliche Röhre. Inzwischen haben sich die Verhältnisse zugunsten des Transistors verändert, auch wenn er i. allg. noch nicht die Verstärkungseigenschaften der Röhre erreicht; denn auch die Röhre hat sich weiterentwickelt. Jedenfalls weist ein moderner UKW-Empfänger mit drei transistorisierten ZF-Stufen heute eine größere Empfindlichkeit auf, als sie sich mit zwei Röhrenstufen erreichen läßt. Allerdings möchten wir uns davor hüten, diese Aussage so zu verallgemeinern, daß es nicht auch Ausnahmen gäbe, die das Gegenteil besagen...

**Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...**

Fernsehempfänger „Donja“ ●

Bauanleitung für einen Taschenempfänger mit elektronischer Abstimmung ●

Spannungsregler der DDR-Produktion ●

Der Frequenzgang des RC-Verstärkers mit Transistoren bei tiefen Frequenzen ●

Die B 13 S 7 — eine Oszillografenröhre mit hoher Schreibgeschwindigkeit und großer Ablenkempfindlichkeit für die Meßtechnik ●



## Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Zwei neue Fernsehkanalumsatzer** wurden in Betrieb genommen:

1. in Roth im Bezirk Suhl, Sendebereich Kanal 8, Sendeantenne horizontal polarisiert,
2. in Luisenthal im Bezirk Erfurt, Sendebereich Kanal 6, Sendeantenne vertikal polarisiert,

▼ **Eine neue Fernsehumbauanlage** wurde in Hildebrandshausen, Bezirk Erfurt, in Betrieb genommen. Sendebereich: Kanal 5, Polarisation der Antenne: vertikal.

▼ **Die reguläre Richtfunkverbindung** zwischen dem ungarischen und dem jugoslawischen Fernsehübertragungsnetz soll noch in diesem Jahr fertiggestellt werden.

▼ **Mehr als 30 000 Isotopengeräte** hat die sowjetische Industrie in den letzten drei Jahren hergestellt, davon allein 1963 über 12 000. Der wirtschaftliche Nutzen, den die Anwendung dieser Geräte mit sich brachte, wird in der UdSSR nur für das Jahr 1962 auf mehr als 200 Mill. Rubel geschätzt.

▼ **Die Werke für Rundfunkempfänger in Tarnovo (Bulgarien)** bauen in Serienfertigung neue Kleinempfänger, Modell PMC 10, in Plastgehäusen. Von diesen Empfängern für Kurz- und Mittelwelle wurden in den letzten beiden Jahren 150 000 Einheiten ausgeliefert, davon gingen im Jahre 1963 etwa 80 000 in den Export.

▼ **Ende 1963** waren in der Ungarischen Volksrepublik 452 325 Fernsehgeräte registriert. Die Zuwachsrate beträgt zur Zeit etwa 12 000 Geräte monatlich.

▼ **Der amerikanische Ballonsatellit „Echo 2“**, der kurze Zeit nach seinem Start schrumpfte, hat offenbar sein Volumen stabilisiert. Dies schließen die Beobachtungsstationen aus seiner Helligkeit. Während der Ballon zuvor an Helligkeit, die der des Jupiter entsprach, verlor, leuchtet er jetzt konstant so hell wie ein Fixstern erster Größe. „Echo 2“ hat bereits mehrmals Berlin überflogen. Seine Lebensdauer wird, da die durchschnittliche Flughöhe über dem Erdball geringer als vorgesehen ausgefallen ist, weniger als drei Jahre betragen.

▼ **Die als „Makrofol KG“** bekannte kristallisierte und längsgestreckte Polykarbonatfolie zur Verwendung als Dielektrikum in Kondensatoren von den Farbenfabriken Bayer wird neuerdings in Dicken bis herab zu 3,5  $\mu\text{m}$  geliefert.

▼ **Eine Nutzvergrößerung** von 400 000 besitzt ein neues sowjetisches Elektronenmikroskop. Die Maximalvergrößerung, unter der ein Objekt betrachtet werden kann, erreicht das Millionenfache.

Mit diesem Mikroskop können Atomreihen betrachtet werden, die in einer Entfernung von weniger als 5 Angström voneinander liegen. Ein Menschenhaar, derart vergrößert, hätte die Dimensionen des Eiffelturmes.

▼ **Ein Quantengenerator (Laser)** neuen Typs wurde von Mitarbeitern des Physikalischen Instituts der Akademie der Wissenschaften der UdSSR entwickelt. Im Gegensatz zu den bisher bekannten Lasern wird bei dem neuen Gerät die Emission des kohärenten Lichtstrahles nicht durch eine Blitzlichtlampe, sondern durch einen gebündelten Strahl beschleunigter Elektronen angeregt, womit der Wirkungsgrad wesentlich erhöht werden konnte.

▼ **Silizium - Planartransistoren** zeigten nach einer Verlaubarung der Standard Elektrik bei Lebensdaueruntersuchungen nach 20 000 Betriebsstunden noch keinerlei Alterungserscheinungen.

▼ **Als Abstimm- und Aussteuerungsanzeiger** in Transistortonband- und Rundfunkgeräten werden international mehr und mehr Profil-Kleinstmeßinstrumente verwendet. Sie sind etwa  $30 \times 10 \times 21$  mm groß und haben bei einem Innenwiderstand von 0,5 bis 1 k $\Omega$  eine Empfindlichkeit von 400  $\mu\text{A}$  für Vollauschlag. Sie können auch zur Kontrolle der Batteriespannung verwendet werden.

▼ **36 Herzschläge pro Minute** konnten nur noch bei dem elfjährigen italienischen Jungen Tommaso Rullo gezählt werden. Die rechte Herzkammer des Jungen war durch Rheumatismus schwer geschädigt worden; er hatte oft minutenlang Ohnmachtsanfälle. Der italienische Herzspezialist Prof. Dogliotti in Turin setzte dem Jungen während einer halbstündigen Operation Elektroden in das Herz ein, die nunmehr von einem Miniatursender auf der Brust Funkimpulse empfangen und die Herzstätigkeit auf eine normal hohe Schlagfolge beschleunigen. Er soll später durch einen Sender ersetzt werden, der in der Tasche getragen werden kann.

▼ **Eine elektronische Reifendrucküberwachung** hat die französische Firma SNAE entwickelt. Wenn bei Schwerlastwagen der Reifendruck unter einen bestimmten Wert sinkt, sendet ein winziger FM-Sender in der Nähe des Rades ein Signal, das in der Fahrerkabine von einem Empfänger aufgenommen und sowohl in ein akustisches als auch in ein Lichtsignal verwandelt wird.

▼ **Eine elektronische Rechenmaschine „Ural 4“** wird zur Zeit in der Staatsbank der UdSSR in Moskau erprobt. Sie ist das Kernstück eines Rechenzentrums, das später z. B. für die Aufstellung eines Kreditplanes des Volkswirtschaftsrates statt der jetzigen 400 Stunden nur noch sieben bis acht Stunden benötigen wird.

▼ **Eine Siliziumfotodiode** mit einer Ansprechzeit von 4 ns wurde in den USA herausgebracht. Sie zeichnet sich zusätzlich durch hohe Empfindlichkeit (0,25  $\mu\text{A}/\mu\text{W}$ ) und geringes Eigenrauschen aus und ist speziell zur Verwendung in Verbindung mit Laserlichtsendern bestimmt.

▼ **Berichtigung:** Im Schaltbild des „Mikki“ im Heft 24 (1963) S. 749 müssen Kollektor und Emitter des unteren Endstufentransistors vertauscht werden. Ferner bitten wir, die Polarität der Elkos  $C_{22}$  und  $C_{23}$  zu ändern. Im Heft 2 (1964) S. 57 müssen im Bild 1 die Schaltsymbole der Zenerdioden  $Z_1$ ,  $Z_2$  und  $Z_3$  umgepolt werden. In der neunten Zeile der dritten Spalte muß es richtig heißen „... für den 2-fachen ...“

### Neues Bezeichnungssystem für ungarische Meßgeräte

Die ungarische Meßgeräteindustrie hat ein neues Bezeichnungssystem für Meßgeräte eingeführt, wobei Bezeichnungen, wie z. B. Orion-EMG oder Orion-KTS, künftig wegfallen. Alle rundfunktechnischen und fernsehtechnischen Meßgeräte erhalten die Typenbezeichnung TR mit einer vierstelligen Zahl. So wird z. B. das früher unter der Typenbezeichnung Orion-EMG 1546 propagierte HF-Oszilloskop für Laborzwecke (0...30 MHz) jetzt unter der neuen Typenbezeichnung TR-4401 angeboten. Meßgeräte für die Übertragungstechnik (Telecommunication) werden mit den Buchstaben TT und einer vierstelligen Zahl bezeichnet. Für Meßgeräte der Mikrowellentechnik wurden die Buchstabengruppen TZA bzw. TZB und TZC vorgesehen, denen jeweils eine vierstellige Zahl angehängt wird.

### Neutronen helfen bei der Betonherstellung

Seit einiger Zeit wird im Betonwerk Cossebaude bei Dresden die Feuchtmessung des Sandes für die Betonherstellung mit Hilfe einer Neutronensonde mit einem Zählrohr ausgeführt, das proportional zur Feuchtigkeit des Materials Impulse aussendet. Dieses Verfahren wurde vom Laboratorium für Isotopenmeßtechnik in Weimar entwickelt; ferner als Ergänzung eine Methode zur automatischen Wasserdosierung, die in diesem und im nächsten Jahr in enger Zusammenarbeit mit dem VEB/WIB Vakutronik ebenfalls im Testbetrieb Cossebaude eingeführt werden soll. Durch beide Verfahren werden nicht nur große Mengen Zement eingespart, sondern zugleich wird eine gleichbleibende Qualität des Betons erzielt. Ferner sollen im nächsten Jahr mit Hilfe von Neutronen Leichtbetondichtemessungen im Schaumbetonwerk Senzig bei Berlin in der Praxis erprobt werden. Außerordentlich interessant sind auch die Untersuchungen der Tragfähigkeit von Decken mit Hilfe der Gammaskopie. Eine Durchstrahlungsanlage ermittelt hierbei Durchmesser, Lage und Richtung des Strahls in Deckenkonstruktionen älterer Gebäude, in denen neue Maschinen und Aggregate aufgestellt werden sollen.

### Zeilenendstufen-Transistor

Die Zeilenendstufe von Fernsehempfängern westdeutscher Firmen waren bisher mit Transistoren amerikanischer Herkunft bestückt. Nunmehr brachte die Fa. Philips-Valvo den Transistortyp AU 101 heraus, der den speziellen Erfordernissen dieses Anwen-

dungsfalls bereits recht gut angepaßt ist.

Der neue Transistortyp besitzt einen inneren Wärmewiderstand von 2 grd/W ( $T_{j\text{max}}$ : 90 °C). Als Augenblickswerte sind eine maximale Kollektor-Emitterspannung von 120 V und ein Kollektorspitzenstrom von 10 A zulässig. Im Arbeitspunkt  $-U_{CB} = 2$  V und  $-I_C = 0,5$  A ist die  $f_t$ -Frequenz größer als 400 kHz. Die Abfallzeit in einer der praktischen Anwendung entsprechenden Prüfschaltung liegt bei 2,6  $\mu\text{s}$ .

Für die Zeilenstufe eines batteriebetriebenen Fernsehempfängers dienen zwei Exemplare des Transistortyps AU 101, die in Reihe geschaltet sind und über getrennte Ankopplungswicklungen des Zeilentransformators gesteuert werden. Als Treiber ist der Transistor AU 102 ( $-U_{CB\text{max}} = 40$  V) vorgesehen.

### Eine Funkmeßortung des Jupiters,

des größten Planeten unseres Sonnensystems, wurde erstmals von sowjetischen Wissenschaftlern durchgeführt. Ziel des Experimentes war es, die reflektierenden Eigenschaften der Oberfläche des Planeten zu studieren. Mit Hilfe eines leistungsstarken Senders und einer scharf in Richtung Jupiter eingestellten Antenne wurden Funksignale mit einer Frequenz von 700 MHz ausgestrahlt. Für die Bewältigung der Strecke zum Planeten und zurück (insgesamt etwa 1 Milliarde 200 Millionen Kilometer) benötigten die Signale 1 Stunde 6 Minuten. Nach dieser Zeit wurde der Sender ausgeschaltet, und mit Hilfe einer zweiten, mit einem hochempfindlichen Empfänger versehenen Antenne wurden in der gleichen Zeitspanne die reflektierten Signale aufgefangen. Die Frequenzanalyse dieser Signale zeigte u. a., daß sie ein verschwommenes Spektrum haben, als es beispielsweise bei der Funkmeßortung der Venus und des Mars beobachtet wurde.

### Dekalröhren

Bei den in Westdeutschland neu herausgekommenen Dekalröhren wird ein Sockel mit zehn Stiften verwendet. Und zwar sind die zehn Stifte auf dem gleichen Teilkreisdurchmesser wie bei dem bekannten Novalsockel angeordnet, der Teilkreiswinkel der Stifte wurde aber auf 34° verringert. Bei dieser Teilung bleibt zwischen den Stiften 1 und 10 genügend Abstand für das Durchführen einer Leiterbahn bei gedruckten Schaltungen. Mit dem neuen Dekalsockel soll keine Zusammenfassung einer größeren Anzahl von Systemen als bisher in einem Kolben erreicht werden, sondern eine Verbesserung an sich bekannter Systemkombinationen. Die drei neuen Röhren heißen:

**PFL 200:** Endpentode für Videostufen, Pentode zur Verwendung in Schaltungen für getastete Schwundregelung, Impulsabtrennung und als Ton-ZF-Verstärker

**PCF 200:** Pentodenteil für ZF-Verstärker, Triodenteil als Begrenzer, Störsdetektor, für getastete Schwundregelung und zur Impulsverarbeitung

**PCH 200:** für Impulsabtrennstufen mit Störaustastung



## Einige Bemerkungen zur Radarbeobachtung künstlicher Erdsatelliten

H. D. NAUMANN

### Allgemeines

Funktechnische Satellitenbeobachtungen, die heute neben der optischen Beobachtungstechnik eine bedeutende Rolle spielen, haben im wesentlichen folgende Hauptaufgaben zu erfüllen:

1. Übermittlung der von einem Satelliten gewonnenen Meßwerte;
2. Untersuchung der Wellenausbreitung und des Zustandes der hohen Atmosphäre;
3. Bahnverfolgung und Bahnvermessung;
4. laufende Satellitenüberwachung.

Die Übermittlung der Meßwerte von einem Satelliten ist nur durch elektromagnetische Wellen möglich, die im Satelliten selbst erzeugt und von diesem ausgesandt werden. Für die unter 2. und 3. genannten Aufgaben kommt außerdem die Anwendung passiver Funkbeobachtungen in Frage, d. h. die Anstrahlung des Satelliten und der Empfang der reflektierten Wellen bzw. Impulse. Die Bedeutung dieser Beobachtungsvariante besteht darin, daß auch Satelliten nach Ausfall ihrer „bordeigenen Sendeanlage“ sowie Raumflugkörper, die keinen eigenen Sender besitzen, erfaßt werden können. Die laufende „Satellitenüberwachung“ schließlich, worunter die Kontrolle der Zahl und der Bahnelemente aller kreisenden Objekte, also außer den eigentlichen Satelliten auch der kreisenden Raketenstufen und sonstigen Nebenprodukte eines Raumflugexperimentes („Raummüll“), zu verstehen ist, ist nur mittels passiver Funkbeobachtungen durchführbar. Zu diesem Zweck sind sogenannte Radarzäune geschaffen worden, die dauernd in Betrieb sind, so daß jeder hindurchgehende Flugkörper erfaßt wird. Ein derartiges Satellitenüberwachungssystem wurde z. B. von der amerikanischen Marine aufgebaut [1]. Es wird aus zwei Komplexen gebildet, wobei jeder wiederum aus zwei 800 km voneinander entfernten Sendern und einem in der Mitte angeordneten Empfänger besteht. Die Sender erzeugen in der Nord-Süd-Richtung eng gebündelte, in der Ost-West-Richtung stark verbreitete Richtkeulen. Jeder

durch dieses Gitter hindurchgehende Satellit wird auf Grund der von ihm reflektierten Wellen erfaßt. Die Meßergebnisse, die gleichzeitig der Bahnvermessung dienen, werden einem gemeinsamen Zentrum zugeleitet. Sämtliche sechs Stationen sind längs eines Breitenkreises quer durch die USA verteilt.

Eine quantitative Abschätzung des Aufwandes derartiger Radarsysteme für die Satellitenbeobachtung ist mit der sogenannten Radargleichung möglich.

### Die Radargleichung

Unter Annahme einer idealen Freiraumausbreitung der elektromagnetischen Wellen ( Vernachlässigung von Absorption, Brechung, Interferenz) gilt für die von einem Kugelstrahler auf einer konzentrischen Kugelfläche vom Radius  $r_1$  erzeugte Leistungsdichte

$$P_K' = \frac{P_S}{4\pi r_1^2} \quad (1)$$

wenn  $P_S$  die Strahlungsleistung des Kugelstrahlers ist. Die Verwendung einer Richtantenne vom Gewinn  $G_S$  erhöht die Leistungsdichte auf dem vom Richtstrahl getroffenen Flächenabschnitt  $A_Z$  der Kugelfläche auf  $P'$ , wobei

$$G_S = \frac{P'}{P_K'} \quad (2)$$

gilt. Bezeichnet man mit  $A_S$  die geometrische Öffnungsfläche der Antenne und ist  $\lambda$  die Wellenlänge, so gilt

$$G_S = \frac{4\pi \cdot A_S}{\lambda^2} \quad (3)$$

Hierbei wird eine gleichmäßige Apertur ausleuchtung vorausgesetzt. Die an der Zielfläche  $A_Z$  eintreffende Leistung wird mit (1) und (2)

$$P_Z = P' = P_S \cdot \frac{G_S \cdot A_Z}{4\pi r_1^2} \quad (4)$$

und mit (3)

$$P_Z = P_S \cdot \frac{A_S \cdot A_Z}{\lambda^2 \cdot r_1^2} \quad (5)$$

Die Gleichung gilt exakt nur, solange  $r_1 \gg \lambda$  ist. Ist  $A_Z$  die Größe einer totalreflektierenden Fläche, die die gleiche Reflexion wie das tatsächliche Ziel liefert, so stellt  $P_Z$  die vom Ziel zurückgeworfene Leistung dar. Man kann  $P_Z$  als vom Ziel ausgehende, ungerichtete Rundstrahlung betrachten, die in der Entfernung  $r$ , die Leistungsdichte

$$P_E' = \frac{P_Z}{4\pi r^2} \quad (6)$$

erzeugt. Da bei einer Funkortung  $r_1 = r_2 = r$  gesetzt werden kann und außerdem für Sendung und Empfang die gleiche Antenne verwendet wird, gilt für die Empfangsleistung

$$P_E = P_Z \cdot \frac{G_S \cdot A_Z}{4\pi r^2} \quad (7)$$

oder

$$P_E = P_S \cdot \frac{G_S^2 \cdot A_Z^2}{16\pi^2 \cdot r^4} \quad (8)$$

Es ist nun in der Funkmeßtechnik üblich, statt der geometrischen Wirkfläche  $A_Z$  des Zieles den sogenannten Streuquerschnitt  $\sigma$  zu benutzen, wobei gilt [2]

$$\sigma = \frac{4\pi}{\lambda^2} \cdot A_Z^2 \quad (9)$$

oder

$$A_Z^2 = \frac{\sigma \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (10)$$

(10) in (8) eingesetzt, ergibt die Grundgleichung der Radartechnik:

$$P_E = P_S \cdot \frac{G_S^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{32\pi^2 \cdot r^4} \quad (11)$$

Der Streuquerschnitt einer Kugel vom Durchmesser  $d$  ist dabei

$$\sigma_K = \pi \cdot \frac{d^2}{4} \quad (12)$$

Für einen Zylinder der Höhe  $h$  und dem Grundkreisdurchmesser  $d$  gilt

$$\sigma_Z = \frac{\pi h^2 r}{\lambda} \quad (13)$$



## Die Radarreichweite

Gleichung (11) liefert für die Reichweite eines Radargerätes

$$r = \sqrt[4]{\frac{P_s \cdot G_s^2 \cdot \sigma \cdot \lambda^2}{P_E \cdot 32 \pi^3}} \quad (14)$$

Mit der minimalen Empfängereingangsleistung  $P_{E \min}$  ergibt sich aus (14) die maximale Reichweite  $r_{\max}$  der Anlage. Die genaue Berechnung von  $r_{\max}$  wird dadurch erschwert, daß die für die Ableitung von Gleichung (14) gemachten Voraussetzungen in der Praxis nicht in dieser idealen Form gegeben sind. Genaue Angaben sind meist erst durch Experimente mit der erstellten Anlage zu erhalten. Zu den atmosphärischen Einflüssen, die durch die Entfernungsgleichung nicht berücksichtigt werden können, gehören z. B. die Wasserdampf- und Sauerstoffabsorption [3].

Die absorbierende Wirkung des atmosphärischen Wasserdampfes beginnt bei etwa  $\lambda = 2$  cm. Nach einer Resonanzstelle bei 1,3 cm Wellenlänge erfolgt eine stetige Zunahme zu höheren Frequenzen hin. Ursache der Wasserdampfabsorption ist die Wechselwirkung des elektrischen Dipols des Wassermoleküls mit der elektrischen Feldstärkekomponente. Infolge des sich ständig ändernden Wasserdampfgehaltes der Atmosphäre, sowohl nach Ort als auch nach Zeit, ist eine Vorhersage der Wasserdampfabsorption nicht möglich oder zumindest sehr schwierig. Auch die Sauerstoffabsorption zeigt Resonanzstellen, und zwar bei 2,5 mm und 5 mm Wellenlänge. Ursache der Sauerstoffabsorption ist der magnetische Dipol des  $O_2$ -Moleküls, der eine Ausrichtung mit dem äußeren Feld anstrebt, wobei dieser Energie entzogen wird. Die Sauerstoffabsorption ist im allgemeinen leichter zu erfassen, da der atmosphärische Sauerstoff nicht den gleichen Veränderungen unterworfen ist wie der Wasserdampf.

Zu diesen Störungen können noch Interferenz- und Brechungserscheinungen hinzukommen, während Mehrfachreflexionen, Abschattungen u. dgl. sowie der Einfluß der Erdkrümmung bei der Radarverfolgung von Satelliten nicht von Bedeutung sind und nur in Horizontnähe auftreten.

Die Betriebsfrequenz der Radaranlagen ist so zu wählen, daß sich die atmosphärischen Absorptionseinflüsse möglichst geringfügig auswirken. Zu große Wellenlängen können andererseits nicht gewählt werden, da eine entsprechende Bündelung dann zu große Reflektoren erfordern würde.

## Die Anwendung der Entfernungsgleichung auf die Radarbeobachtung von Satelliten

Im folgenden soll anhand der Entfernungsgleichung die Reichweite bei Radarbeobachtung von Satelliten abgeschätzt werden. Zugrunde gelegt werden ein P-, L- und S-Band-Radarsystem mit Wellenlängen von 100 cm, 50 cm und 10 cm. Als Antenne werde ein 25-m-Parabolspiegel verwendet, wie ihn z. B. die bekannte Millstone-Hill-Radarstation der USA zur Bahnverfolgung von Satelliten und Raumsonden benutzt. Die HF-Impulsleistung betrage 1 MW, was heute auch bei 10 cm Wellenlänge technisch durchaus realisierbar ist.

Die minimale Empfängereingangsleistung ist abhängig von der Bandbreite. Diese wiederum ist durch die Impulsdaten festgelegt. Die Bandbreite wählt man im allgemeinen zu

$$\Delta f = \frac{1}{T} \quad (15)$$

wobei für Rückstrahlungsmessungen

$$T = \frac{2 r_{\max}}{c} \quad (16)$$

wird. Nimmt man für die maximale Entfernung willkürlich einen Wert von 150 000 km an, so wird  $T = 1$  ms und

$$\Delta f = \frac{1}{10^{-3}} = 1000 \text{ Hz}$$

Daraus ergibt sich bei Zimmertemperatur

$$P_{E \min} = 4 \cdot 10^{-21} \cdot 10^3 \text{ W} \\ = 4 \cdot 10^{-18} \text{ W}$$

Die Tabelle enthält die sich in den drei Fällen ergebenden Antennengewinne sowie die modifizierten Entfernungsgleichungen. Als Satelliten werden kugelförmige Flugkörper verwendet. Die Abhängigkeit der Reichweite vom Satellitendurchmesser ist für die drei Beispiele im Bild dargestellt. Die gestrichelt eingezeichnete Linie für  $r_{\max}$  kennzeichnet die maximale Reichweite, die sich auf Grund der Festlegung der Impulsdaten ergibt.

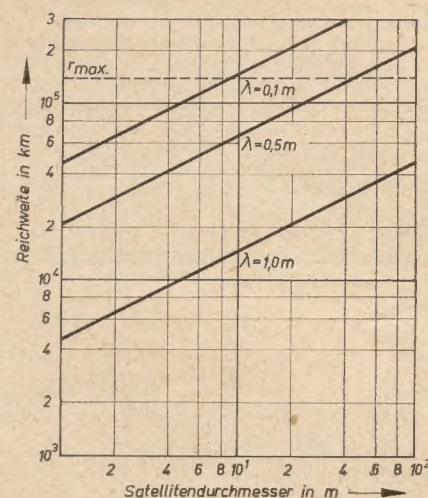
Tabelle

	$\lambda$ m	$G_s/G_E$ (25-m-Parabol)	Entfernung in m (d = Satellitendurchmesser)
P-Band	1	490	$10^4 \cdot \sqrt[4]{475 d^2}$
L-Band	0,5	19800	$10^4 \cdot \sqrt[4]{194000 d^2}$
S-Band	0,1	493000	$10^4 \cdot \sqrt[4]{4610000 d^2}$

## Ergänzende Bemerkungen

Die vorstehenden Betrachtungen sind nur als angenäherte Abschätzung zu betrachten. Die sich tatsächlich ergebende Reichweite hängt nicht nur von den Daten des Radargerätes, also Sendeleistung, erforderliche Eingangsleistung, Impulsdauer und Antennengröße, ab, sondern auch von den Reflexionseigenschaften des Zieles sowie der Umgebung des Radargerätes.

Die günstigsten Reflexionseigenschaften wies bisher der Ballonsatellit ECHO 1 auf, der noch heute, zwar stark deformiert, die Erde um-



Radarreichweite bei veränderlichem Satellitendurchmesser. Impulsleistung 1 MW, min. Empfangsleistung  $4 \cdot 10^{-18}$  W und Antennendurchmesser 25 m

kreist. Dieser Satellit besteht aus einer 13  $\mu$ m dicken Polyesterfolie, die zur Erzielung günstiger Reflexionseigenschaften im Hochvakuum mit einer Aluminiumschicht bedampft worden war. Bei 20 MHz wurde dabei

ein Reflexionsvermögen von etwa 98 % erreicht. Das Reflexionsvermögen der meisten Satelliten erreicht diesen Wert jedoch nicht.

## Literatur

- [1] Büdeler, W.: Monde von Menschenhand. Union Verlag Stuttgart, 1962, S. 75/76
- [2] Megla, G.: Nachrichtenübertragung mittels sehr hoher Frequenzen. Fachbuchverlag Leipzig
- [3] Zum Problem der Millimeterwellen. Elektronik 9 (1960) H. 7 S. 220

## Soeben erschienen

Wir weisen Sie besonders auf diesen Titel hin, da dieses Gebiet als eines der wichtigsten Bestandteile der Kybernetik sehr an Aktualität gewonnen hat.

Peter Neidhardt

## Informationstheorie und automatische Informationsverarbeitung

Einführung in die mathematischen Voraussetzungen, Erkenntnisse und Anwendungen sowie Grundlagen der logischen Schaltungen und lernenden Automaten

2., überarbeitete und erweiterte Auflage

264 Seiten, 93 Bilder, 10 Tafeln, Kunstleder 28,— DM

Gemeinschaftsausgabe des VEB VERLAG TECHNIK, Berlin, mit Verlag Berliner Union, Stuttgart

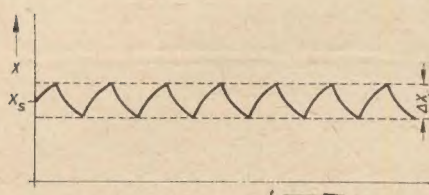


# Grenzwertschaltungen

FRANK ZIPFEL

In der Regelungstechnik kommt es häufig nicht auf das exakte Konstanthalten von bestimmten physikalischen oder chemischen Größen an. Es wird eine bestimmte Schwankungsbreite der Regelgröße  $X$  zugelassen. Trifft das zu, so kann man „unstetige Regler“ verwenden. Sie sind dadurch gekennzeichnet, daß sie bei bestimmten Regelabweichungen ruckartig in den Regelvorgang eingreifen. Man unterscheidet dabei Zwei- und Mehrpunktregler.

Beim Zweipunktregler entsteht ein „Schaltspiel“. Das bedeutet, daß die Regelgröße innerhalb einer zulässigen und vorwählbaren Fehlergrenze schwankt (Bild 1). Die Schwankung wird hervorgerufen, weil durch den Zweipunktregler ein für ihn charakteristisches Arbeitsspiel entsteht.



Der Mehrpunktregler greift bei verschiedenen Regelabweichungen verschiedenartig in den Regelvorgang ein. Damit kann man den Regler besser an das Zeitverhalten der Regelstrecke anpassen, wie es mit dem Zweipunktregler möglich ist. Ergibt vorzeichenabhängige Ausgangssignale ab. Die verbreitetsten Arten der Mehrpunktregler sind die Dreipunktregler.

## Zweipunktregler

Zweipunktregler sind gekennzeichnet durch „Ein-Aus“-Schaltungen. Sie besitzen ein sehr großes Anwendungsgebiet. Das am weitesten verbreitete Zweipunkt-Regelkreisglied ist das „Quecksilberbüchsen“.

Dieses ist oft mechanisch mit einem Elektromagneten, einem Schwimmer oder ähnlichem verbunden. Bei Erreichen eines bestimmten Stromes oder Niveaus wird die Schaltzröhre gekippt und ein Stromkreis geschlossen bzw. geöffnet. Damit kann ein optisches oder akustisches Signal ausgelöst werden. Es kann aber auch, eventuell über einen Schütz, ein Motorstromkreis geschlossen werden, so daß durch das Eingreifen des Motors über ein Stellorgan der vorgeschriebene Wert der Regelgröße wieder hergestellt wird. Dann schaltet das Schaltbüchsen den Stromkreis, der zum Auslösen des Regelvorganges geführt hat, wieder ab. Auf dem gleichen Prinzip arbeiten alle Zweipunktregler. Bekannte Zweipunkt-Regelkreisglieder sind: Quecksilberschaltzröhre, Motorschütz, Fallbügelregler (liegt oft in Mehrpunktausführung vor), Bimetallstreifen, Magnetventil, Thyatron und alle Arten von einfachen Relais.

Im skizzierten Kondensatessel (Bild 2), wie er oft in Betrieben vorkommt, soll das zu-

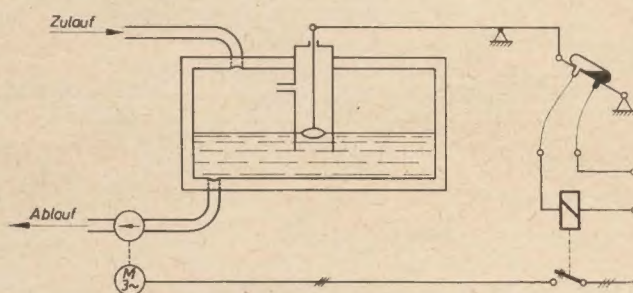
gelaufene Kondensat an irgendeine Stelle im Betrieb gepumpt werden. Die Pumpe läuft nur dann, wenn der Behälterstand ein gewisses vorwählbares Maß überschritten hat. Dieser Aufwand ist ein Minimum und hat darüber hinaus den Vorteil, daß er robust ist. An diesem Beispiel erkennt man, daß das Niveau nicht konstant gehalten werden muß. Auf das einfache Beispiel lassen sich alle Zweipunkt-Regelanlagen zurückführen.

## Dreipunktregler

Charakteristisch für Dreipunktregler ist, daß der Regler bei Überschreiten von oberen bzw. unteren Grenzwerten der Regelgröße entsprechende Signale an das Stellorgan abgibt und so Einfluß auf den Regelvorgang nimmt. Viele Zweipunkt-Regelkreisglieder lassen sich

**Bild 1:** Zeitverhalten der Regelgröße mit Zweipunktregler  
 $X_s$  — Sollwert  
 $\Delta x$  — Schwankungsbreite bzw. Schaltdifferenz bei Regelstrecken ohne Totzeit  
 $X$  — Regelgröße

**Bild 2:** Schematische Darstellung eines Regelkreises mit Zweipunktregler



konstruktiv auch als Dreipunkt-Regelkreisglieder herstellen.

## Anpassung beliebiger Eingangsgrößen für den Regler

Die zu regelnden Größen werden oft erst in elektrische Spannungs-, Strom-, Widerstands- oder auch Phasenverschiebungswerte umgeformt. Dadurch werden Regler universell anwendbar, sie sind nicht an eine bestimmte physikalische Größe gebunden. Das hat große ökonomische Vorteile, da deshalb nur noch Reglerarten (P-PI-PID-I-Regler) entwickelt zu werden brauchen. Die Anpassungsfrage wird extra gelöst. Die der Regelgröße entsprechenden elektrischen Werte sind oft sehr klein, die beispielsweise nur einige mW betragen können. Deshalb ist es erforderlich, den gewonnenen Meßwert zu verstärken. Das geschieht einfach mit einem elektronischen Verstärker. Dabei ist die Amplitude und Phasenlage der Meßgröße bestimmend für die Amplitude und Phasenlage der Ausgangsgröße. Auf solche Verstärkerarten soll hier nicht eingegangen werden, sie werden als bekannt vorausgesetzt. Von Interesse sind jedoch die nachgeschalteten Glieder, die die Grenzwertsignale abgeben.

## Grenzwertsignalgeber

Zu einfachen Schaltungsvarianten führen die in der Technik oft benutzten Brückenschaltungen.

Eine Wheatstonesche Brücke ist dann im Gleichgewicht, wenn der Querzweig stromlos

ist. Im Bild 3 bedeutet das, daß die Punkte A und B keinen Potentialunterschied aufweisen dürfen, damit das polarisierte Relais im Querzweig nicht schaltet. Dieser Fall muß vorliegen, wenn keine Regelabweichung vorhanden ist, d. h. Sollwert gleich Istwert. Zunächst sei angenommen, daß die Regelabweichung Null ist. Dann liegt an der Brücke die Sollwertspannung. Über der Stabilisatorröhre liegt ein konstanter Spannungsabfall. Der Rest der Spannung liegt über  $R_1$ . Der Querzweig A—B ist über das Potentiometer  $R_4$  so abgeglichen, daß kein Strom in ihm fließt. Das bedeutet

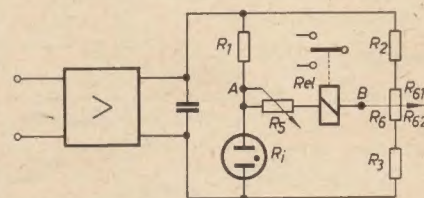
$$R_1 = R_2 + R_{e1}$$

und

$$R_1 = R_2 + R_{e2}$$

Der Spannungsabfall über der Stabilisatorröhre ist im normalen Arbeitsbereich praktisch konstant, also unabhängig vom Strom. Dieser Arbeitsbereich muß eingestellt werden. Nimmt man nun an, daß eine positive Regelabweichung vorhanden ist, so würde die Spannung über der Brücke kleiner werden. Die

Spannung an beiden Brückenzeigen sinkt also im gleichen Maße, d. h., der Strom verändert sich. Der Spannungsabfall der Stabilisatorröhre ist aber konstant und daher nicht mehr gleich dem von  $R_2 + R_{e2}$ . Damit ist das Gleichgewicht der Brücke gestört, und es fließt ein Querstrom in Richtung A → B. Das hat zur Folge, daß das polarisierte Relais in einer vom Strom abhängigen Richtung angezogen wird. Mit Hilfe des Relais kann ein Stellorgan betätigt werden. Von Fall zu Fall ist zu untersuchen, ob das Ausgangssignal in seiner zeit-



**Bild 3:** Grenzwertsignalgeber in Brückenschaltung mit Stabilisatorröhre

lichen Länge begrenzt werden muß, um bei trägen Regelkreisen extreme Verstärkungen zu vermeiden. Dazu eignen sich entsprechende Zeitrelais.

Klingt nun diese positive Regelabweichung wieder ab, so kommt die Brücke wieder ins Gleichgewicht, und das polarisierte Relais fällt ab.

Tritt hingegen eine negative Regelabweichung auf, so steigt die Ausgangsspannung des Ver-



stärkers. Der Spannungsabfall über  $R_s + R_{s1}$  wird größer als der über der Stabilisatorröhre. Das hat einen Querstrom entgegen der vorigen Richtung zur Folge, so daß das Relais auf die andere Seite schaltet und das Stellorgan in anderer Richtung betätigt wird.

#### Dimensionierungshinweise

Die Brücke ist dann im Gleichgewicht, wenn an den gegenüberliegenden Brückenzeigen der gleiche Spannungsabfall herrscht.

$$U_1 = U_2 \quad \text{und} \quad U_{R1} = U_s$$

Somit ist

$$R_1 = R_s + R_{s1} \quad \text{und} \quad R_1 = R_s + R_{s1}$$

Beide Gleichungen werden dividiert

$$\frac{R_1}{R_1} = \frac{R_s + R_{s1}}{R_s + R_{s1}}$$

Man legt die Brücke so aus, daß die Widerstandsteile  $R_{s1}$  und  $R_{s2}$  gleich sind.

$$R_s = R_{s1} + R_{s2}$$

Wählt man also  $R_{s1} = R_{s2} = 0,5 \cdot R_s$ , dann folgt:

$$\frac{R_1}{R_1} = \frac{R_s + 0,5 R_s}{R_s + 0,5 R_s}$$

$R_1$  ist dem Kennlinienfeld der Stabilisatorröhre zu entnehmen. Der Ausgangsstrom ist ein Maß für die Widerstände. Es ist

$$\frac{U_{\text{Soll}}}{0,5 I_{\text{max}}} = R_1 + R_1 = R_s + R_s + R_s$$

Damit folgt für  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{U_{\text{Soll}}}{0,5 I_{\text{max}}} - R_1$$

Nach den genannten Gleichungen können alle Widerstände dimensioniert werden.

Die Widerstände müssen für folgende Leistung ausgelegt werden:

$$P = \frac{U_{\text{Soll}} \cdot I_{\text{max}}}{2}$$

Der veränderliche Widerstand im Querzweig dient zur Strombegrenzung, um das empfindliche polarisierte Relais nicht zu zerstören und zur Einstellung der Empfindlichkeit. Der Kondensator im Brückeneingang dient zur Unterdrückung von plötzlichen Spannungsspitzen. Sein Wert beträgt etwa  $50 \mu\text{F}$ . Mit dem Potentiometer  $R_s$  kann der Sollwert und mit dem Potentiometer  $R_k$  die Schaltdifferenz abgeglichen werden.

#### Weitere Beispiele

Ein ähnliches Beispiel zeigt Bild 4. Dafür gelten die gleichen Dimensionierungsbedingungen. Nur muß hier der Katodenwiderstand mit berücksichtigt werden.

$$R_1 = R_{1R\bar{o}} + R_k$$

Es empfiehlt sich, die Betriebsspannung zu stabilisieren, damit Nullpunktwanderungen auf ein Mindestmaß verringert werden. Diese Schaltung hat den Vorteil, daß in vielen Fällen ein Verstärker entfallen kann.

Die Wirkungsweise ist ähnlich der von Bild 3, jedoch tritt hier die Triode als veränderlicher Widerstand auf. Dadurch wird das Gleichgewicht der Brücke ebenfalls gestört. Es treten daher im Querzweig Stromrichtungsänderungen auf, die zum Schalten eines polarisierten Relais herangezogen werden. Der Sollwert kann mit  $R_k$  und die Schaltdifferenz mit dem

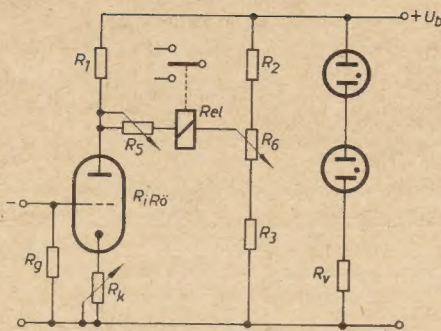


Bild 4: Grenzwertsignalgeber in Brückenschaltung mit Triode

Potentiometer  $R_s$  im Querzweig eingestellt werden.

Eine etwas aufwendigere Schaltung zeigt Bild 5. Es lohnt sich aber, diese Schaltung zu beschreiben, um die Vorteile gegenüber anderen herauszustellen. Bei mehrmaligen vorgewählten Regelabweichungen zeigte sie hinsichtlich der Wiederkehr der vorgewählten Grenzwerte eine große Genauigkeit. Das erklärt sich dadurch, daß die Hysterese des Relais durch das Kaltkathodenthyratron nicht

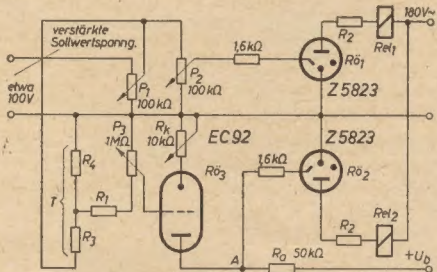


Bild 5: Grenzwertsignalgeber mit Kaltkathodenthyratron

mehr wirksam ist. Bei den vorher beschriebenen Brückenschaltungen war das nicht der Fall.

Die oberen und unteren Grenzwerte werden mit den Potentiometern  $P_1$  und  $P_2$  eingestellt und können beliebig variiert werden. Der Sollwert wird an  $P_1$  eingestellt.

#### Funktionen der Bauelemente

- $P_1$  — teilt die Eingangsspannung der Schaltung auf die benötigte Spannung (Sollwerteinsteller)
- $R_1$  — erhöht den Eingangswiderstand der Schaltung, damit  $P_1$  wirksam bleibt
- $P_2$  — hiermit wird bei Sollwert die Zündgrenze eingestellt
- $R_{01}$  — ein Kaltkathodenthyratron, es zündet bei Überschreiten des Sollwertes und schaltet Rel<sub>1</sub>
- Rel<sub>1</sub> — Relais, gibt den Befehl „Sollwert überschritten“
- $R_2$  — Strombegrenzer für die Relais
- $P_3$  — wie  $P_1$
- $R_{02}$  — wie  $R_{01}$
- $R_{03}$  — dient zur Potentialverschiebung des Punktes A und somit zur Zündung bzw. Löschung von  $R_{02}$
- Rel<sub>2</sub> — gibt den Befehl „Sollwert unterschritten“
- $R_k$  — dient zur Kompensation der positiven Steuerspannung von  $R_{02}$

T — Spannungsteiler, dient zur Herabsetzung der hohen Eingangsspannung für  $R_{02}$ .

#### Wirkungsweise

Wiederum sei angenommen, daß keine Regelabweichung vorliegt, d. h., Sollwert gleich Istwert. Es darf also kein Relais eingeschaltet sein.

$R_{01}$  und  $R_{02}$  haben Zündspannungen von etwa 85 V. Folglich muß mit  $P_2$  die Sollwertspannung so weit geteilt werden, daß  $R_{01}$  gerade löscht. Über den Spannungsteiler T wird die Sollwertspannung auf etwa 2 V geteilt.

Die Widerstände verhalten sich dann wie

$$\frac{R_s}{R_k} = \frac{83}{2}$$

Damit der niederohmige Widerstand  $R_k$  seinen Einfluß auf die Steuerung der Triode verliert, wurde der Widerstand  $R_1$  eingebaut und sehr hochohmig ausgelegt (etwa 5 MΩ). Durch  $R_{01}$  fließt ein konstanter Strom. Er wird mit  $R_k$  eingestellt. Da aber nun das positive Potential der Steuerspannung auf das Gitter wirkt, ist es nötig, diese so weit zu kompensieren, daß die Röhre noch im normalen Teil der Kennlinie arbeitet. Das wird mit dem Potentiometer  $R_k$  vorgenommen (automatische Gittervorspannung). Der Strom durch die Röhre muß so eingestellt sein, daß der Punkt A eine Spannung aufweist, die etwas unterhalb der Zündgrenze von  $R_{02}$  liegt. Um Nullpunktwanderungen zu vermeiden, empfiehlt es sich, die Anodenspannung zu stabilisieren.

Bei einer Regelabweichung, die einen Spannungsanstieg zur Folge hat, steigt das allgemeine Steuerspannungspotential an. An  $R_{01}$  wird dann bei einem bestimmten, an  $P_2$  einstellbaren Wert gezündet. Das Relais Rel<sub>1</sub> zieht an. Zu gleicher Zeit steigt aber auch die Spannung am Steuergitter von  $R_{02}$ . Das hat einen höheren Anodenstrom zur Folge, und der Spannungsabfall an  $R_k$  steigt ebenfalls. Punkt A wird dadurch negativer. Damit sinkt auch die Spannung an der Zündanode von  $R_{02}$ . Das Relais Rel<sub>2</sub> schaltet also nicht. Sinkt die Steuerspannung wieder auf den Sollwert ab, so löscht  $R_{01}$ , und Rel<sub>1</sub> fällt wieder ab.

Tritt eine Regelabweichung auf, die eine Spannungsverminderung zur Folge hat, so wird das Potential an der Zündelektrode von  $R_{01}$  kleiner.  $R_{01}$  zündet also nicht. Das positive Steuerpotential am Gitter von  $R_{02}$  sinkt ebenfalls, dadurch wird das Gitter negativer. Das hat einen niedrigeren Strom durch  $R_{02}$  zur Folge. Der Spannungsabfall an  $R_k$  sinkt, und das ist gleichbedeutend mit einer Erhöhung der Zündspannung von  $R_{02}$ .  $R_{02}$  zündet und Rel<sub>2</sub> zieht an. Bei Ansteigen der Steuerspannung fällt das Relais wieder ab.

Dieser Grenzwertsignalgeber — in diesem Fall ein unstetiges Regelkreisglied — ist für alle möglichen Aufgaben einzusetzen. Er kann beliebig eingestellt werden, was einen großen Vorteil hat.

Die Dimensionierungsvorschriften sind hier, wenn man sie exakt vornehmen will, schwierig und umfangreich. Vom Standpunkt des Praktikers gesehen sind sie auch nicht unbedingt nötig, da sich alle Werte mit den vorgesehenen Potentiometern einstellen lassen.

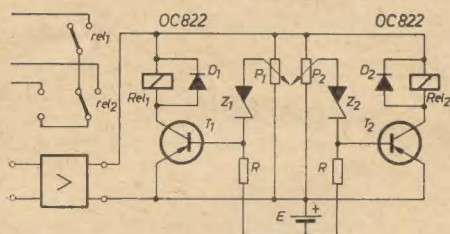
#### Grenzwertsignalgeber mit Halbleitern

Wie Bild 6 zeigt, wird die Spannung, die durch die Regelgröße definiert ist, mit einem Ver-



stärker so weit verstärkt, daß sie als Kollektorspannung für die Transistoren verwendet werden kann. In der angegebenen Schaltung sind Schalttransistoren vom Typ OC 822 verwendet worden. Sie gestatten eine Kollektorspannung von  $-30\text{ V}$  und einen Kollektorstrom von  $150\text{ mA}$ .

Die Spannungsquelle E dient zur positiven Vorspannung der Basis. Ihre Größe richtet sich nach der verwendeten Zenerdiode.



**Bild 6: Grenzwertsignalgeber mit Transistoren und Zenerdioden (Polung der Batterie E verkehrt eingezeichnet)**

Die Wirkungsweise ist folgende: Wieder wird angenommen, daß Sollwert gleich Istwert ist. Es darf also kein Ausgangssignal vorhanden sein. Das bedeutet, Rel<sub>1</sub> hat angezogen und Rel<sub>2</sub> ist abgefallen.

Die vom Verstärker kommende Kollektorspannung wird über P<sub>1</sub> und über die Zenerdiode der Basis von T<sub>1</sub> zugeführt. P<sub>1</sub> muß so eingestellt sein, daß die Zenerspannung gerade überschritten wird. Dadurch wird die Basis von T<sub>1</sub> negativ, T<sub>1</sub> öffnet, und Rel<sub>1</sub> zieht an. P<sub>1</sub> muß so eingestellt sein, daß die Zenerspannung noch nicht erreicht wird. Die Basis von T<sub>1</sub> ist daher über R positiv vorgespannt, d. h.,

T<sub>1</sub> ist gesperrt, und Rel<sub>1</sub> kann nicht anziehen. Tritt eine Regelabweichung auf, die einen Spannungsabfall zur Folge hat, so muß Rel<sub>1</sub> auch abfallen.

Mit Abnahme der Kollektorspannung sinkt auch die durch P<sub>1</sub> geteilte Spannung. Bei geeigneter Einstellung wird jetzt die Zenerspannung unterschritten. Über R wird nun auch die Basis von T<sub>1</sub> positiv, so daß der Kollektorstromfluß unterbrochen wird. Rel<sub>1</sub> fällt somit ab.

Steigt nun die Spannung wieder an, erreicht den Sollwert und übersteigt diesen, so werden nacheinander beide Basen negativ, d. h., beide Transistoren sind leitend. Jetzt wird ein anderes Signal abgegeben.

Folgendes ist beim Aufbau zu beachten: Der ohmsche Relaiswiderstand muß sein

$$R_{RE} > \frac{U_{CE}}{I_C}$$

Der Widerstand des Relais muß größer sein als der angegebene Quotient, er kann so weit ver-

größert werden, bis noch genügend Strom fließt, der das betreffende Relais anziehen läßt. Weiterhin ist zu bemerken, daß die Potentiometer im Basiskreis hochohmig sein müssen, da sonst die Zenerdioden durch erhöhten Stromfluß zerstört werden können.

Als Zenerdioden eignen sich für diese Schaltung die vom Typ ZL 910/6.

Die Dioden D<sub>1</sub> und D<sub>2</sub> haben den Zweck, die beim Schalten der Relais auftretenden Induktionsströme kurzzuschließen und somit die Transistoren davor zu schützen.

Es gibt natürlich eine Vielzahl von Schaltungen und Möglichkeiten. Es sei nur das Prinzip des „Schmitt-Triggers“ erwähnt, und schon bieten sich neue Arten und Schaltungen an.

## Literatur

Belter, K.: Schaltungen mit Zenerdioden. radio und fernsehen 12 (1963) H. 2 S. 48—51.

Im Zusammenhang mit diesem Beitrag verweisen wir auf das kürzlich erschienene Werk

Millman/Taub

## Impuls- und Digitalschaltungen

Übersetzung aus dem Amerikanischen

Gemeinschaftsaulage mit Verlag Berliner Union, Stuttgart

841 Seiten, zahlreiche Bilder und Tafeln, Ganzleinen 92,— DM

Die Autoren beschreiben hierin die grundlegenden Schaltungen der Impuls- und Digitaltechnik. Der Wert dieses Buches liegt in den wirklich fundierten Betrachtungen der physikalischen Verhaltensweise der Grundsaltungen. Dieses Werk wird daher jedem Elektroniker für seine fachliche Weiterentwicklung empfohlen.

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

# Neue Typenbezeichnungen für Halbleiterbauelemente

Wie wir bereits kurz berichteten [radio und fernsehen 13 (1964) H. 2 S. 34], wurde zwischen den Halbleiterbetrieben und Vertretern der Geräteindustrie im Rahmen einer Standardisierungsplanaufgabe ein neuer Bezeichnungsschlüssel für Halbleiterbauelemente vereinbart. Obgleich das neue Bezeichnungssystem erst etwa Mitte des Jahres 1964 verbindlich wird, sind einige Betriebe gezwungen, es bereits mit Beginn des Jahres einzuführen, weil der bisherige Typenschlüssel erschöpft ist und eine Anzahl von Um- und Neuentwicklungen nicht mehr eindeutig bezeichnet werden könnten.

Nach dem neuen System werden alle Bauelementtypen bezeichnet, die neu herauskommen oder deren Fertigung auf absehbare Zeit weiterläuft. Typen, deren Fabrikation in nächster Zeit eingestellt wird, behalten die alte Bezeichnung. In der Übergangszeit, die über den 31. 12. 1964 nicht hinausgehen soll, können beide Bezeichnungsarten parallel benutzt werden. Das Halbleiterwerk Frankfurt/Oder z.B. wird in den Katalogen für das Jahr 1964 stets noch die alten Typenbezeichnungen in Klammern aufführen.

Das Charakteristische der Entwicklungsperiode, die gegenwärtig die Halbleitertechnik erreicht hat, ist zweifellos das Bestreben, die Halbleitertypen mehr und mehr auf die speziellen Forderungen bestimmter Anwendungsfälle zuzuschneiden. Das ist es, was in den neuen Typenbezeichnungen zum Ausdruck kommt!

Sie besteht für Allgebrauchstypen aus zwei Buchstaben und drei Ziffern (Beispiele siehe unten). Der erste Buchstabe kennzeichnet das Ausgangsmaterial:

G: Germanium  
S: Silizium

Der zweite Buchstabe weist auf das Hauptanwendungsgebiet des Transistortyps hin. Hier haben die Buchstaben folgende Bedeutung:

A: Diode  
C: Niederfrequenztransistor  
D: Niederfrequenz-Leistungstransistor mit einem inneren Wärmegrad von  $\leq 15\text{ grd/W}$   
E: Tunneliode  
F: Hochfrequenztransistor

L: Hochfrequenz-Leistungstransistor mit einem inneren Wärmewiderstand von  $\leq 15\text{ grd/W}$

P: strahlungsempfindliches Bauelement

S: Schalttransistor

U: Leistungsschalttransistor mit einem inneren Wärmewiderstand von  $\leq 15\text{ grd/W}$

R: Halbleiterbauelement mit Durchbruchskennlinie für Schalt- und Steuerzwecke

T: Thyristor (steuerbarer Gleichrichter) für Stromstärken bis  $I_{FN} = 10\text{ A}$

Y: Halbleitergleichrichterdioden für Stromstärken bis  $I_{FN} = 10\text{ A}$

Z: Zenerdiode, Referenzdiode.

Den an die Buchstabengruppe anschließenden drei Ziffern wird keine Bedeutung unterlegt. Sie dienen nur zur Unterscheidung verschiedener Typen für den gleichen Anwendungszweck. Die Typenbezeichnung von Bauelementen für kommerzielle Anwendungen (Beispiele siehe unten) besteht aus drei Buchstaben und zwei Ziffern. Die ersten beiden Buchstaben haben dieselbe Bedeutung (Ausgangsmaterial, Anwendungsgebiet) wie bei den Allgebrauchs-



typen. Der dritte Buchstabe weist auf die vorwiegend kommerzielle Anwendung hin. Es werden die Buchstaben des Alphabets von rückwärts, mit Z beginnend, benutzt. Die nachfolgenden beiden Ziffern dienen auch hier nur zur Unterscheidung von Typen des gleichen Anwendungsgebietes.

Zu der Nomenklatur der Typenbezeichnung wäre noch erläuternd zu sagen: Die anderenorts eingeführte Kennzeichnung des Ausgangsmaterials durch die Buchstaben A (anstelle von G = Germanium) und B (anstelle von S = Silizium) wurde im Verlauf der Bearbeitung des Standards wohl erwogen, mußte aber, obgleich sich diese Bezeichnungsweise international, z. B. in der VR Ungarn, einzuführen beginnt, aus verschiedenen Gründen wieder verworfen werden. Einige davon seien genannt. Die Eigenschaften der für den gleichen Anwendungszweck vorgesehenen Halbleitertypen sind infolge der zur Zeit noch sehr unterschiedlichen Herstellungsverfahren, die in den einzelnen Halbleiterbetrieben angewendet werden, nicht identisch. Sie müssen deshalb mit einer unterschiedlichen Typenbezeichnung gekennzeichnet werden. Um Kollisionen mit bereits eingeführten Bezeichnungen zu vermeiden, hätte jeder nationalen Gruppe von Halbleiterherstellenden Betrieben eine vierstellige Ziffernreihe zugeteilt werden müssen. Das erschien den Herstellerbetrieben nicht tragbar, weil es beim Beschriften der immer kleiner werdenden Bauelemente Schwierigkeiten geben würde. Hinzu kommt noch, daß im Rahmen von Vereinbarungen starkstromtechnischer Fachgremien der Staaten des RGW die Kennzeichnung von Germaniumbauelementen durch den Buchstaben G und von Siliziumbauelementen durch den Buchstaben S bereits früher vereinbart wurde. So blieb nach Lage der Dinge das gewählte Kennzeichnungsverfahren als das einzig mögliche übrig.

Als technisch bedeutsam zu erwähnen ist noch, daß die Grenze zwischen den Vorstufen- und

Treibertransistoren auf der einen Seite und den Leistungstransistoren auf der anderen Seite nunmehr durch den inneren Widerstand bestimmt wird. Die bisher als Unterscheidungsmerkmal benutzte maximale Kollektorverlustleistung bei konstant gehaltener Gehäusetemperatur von 45 °C (Nennverlustleistung) gibt vielfach vom anwendungstechnischen Standpunkt aus ein falsches Bild. Darauf wurde bereits hingewiesen [radio und fernsehen 12 (1963) H. 17 S. 533].

Die Grenze zwischen Niederfrequenz- und Hochfrequenztransistoren konnte nicht so eindeutig gezogen werden. Die für jeden Transistortyp als charakteristische Größe angegebene  $f_{\alpha}$ -Grenzfrequenz,  $f_{\alpha}$ - oder  $f_T$ -Frequenz ist zwar für den Anwender zur Beurteilung der Einsatzmöglichkeiten notwendig, kann aber nicht als Abgrenzungsmerkmal dienen, da in der Niederfrequenztechnik die Emitterschaltung vorherrscht ( $f_{\beta} \approx f_{\alpha}/\beta$ ) und die im Betrieb auftretenden frequenzmäßigen Eigenschaften des Transistors zudem noch davon abhängen, ob er von einer hochohmigen Quelle (Stromsteuerung) oder einer niederohmigen Quelle (Spannungssteuerung) gesteuert wird. Für die Bezeichnung der für die Starkstromtechnik bestimmten Halbleiterbauelemente lagen Vereinbarungen im Rahmen des RGW vor, die mit unwesentlichen Zusätzen übernommen wurden. Sie gelten, wie ebenfalls bereits vereinbart, für Bauelemente mit Nennstromstärken über 10 A.

Die Typenbezeichnung beginnt hier stets mit einem V (= Ventil). Der zweite Buchstabe weist auf das Ausgangsmaterial hin (G = Germanium, S = Silizium). Die Kühlungsart wird gegebenenfalls durch einen dritten, ebenfalls groß geschriebenen Buchstaben ausgedrückt (z. B. F = Forcierte Luftkühlung). Wenn er fehlt, ist das Gleichrichterelement für reine Konvektionskühlung gebaut. Ein vierter, klein geschriebener Buchstabe ermöglicht einige ergänzende Bezeichnungen (z. B.: s = steuerbar, Thyristor; d = diffundiert,

d. h., der Gleichrichter enthält einen durch Störstellendiffusion hergestellten pn-Übergang). Die auf die Buchstabengruppe folgende Ziffer gibt den arithmetischen Mittelwert des Nenndurchlaßstromes an. Nach einem Schrägstrich wird dann die Nennsperrspannung (Scheitelwert) als Vielfaches von 100 V angegeben (Klasse). Schließlich folgt hinter einem Längsstrich die Durchlaßgruppe, d. i. die Nenndurchlaßspannung in Einheiten von 100 mV.

Zur Erläuterung dieser Nomenklatur diene das Beispiel:

VSF 200/5 — 0,6: Siliziumgleichrichter, der bei forcierter Luftkühlung für eine Nennstromstärke von 200 A und für die Nennsperrspannung von 500 V ausgelegt ist, Durchlaßgruppe 06.

Die bei den Gleichrichtern im Einklang mit den bereits erwähnten Vereinbarungen innerhalb des RGW übernommene Abgrenzung gegenüber den Starkstrombauelementen durch den Mittelwert des Gleichrichterstromes ( $I_{FN}$ ) von 10 A wird in Zukunft nicht immer eingehalten werden können. Es wäre z. B. nicht sinnvoll, einen Germaniumgleichrichtertyp, der zur Verwendung in transistorisierten Fernsehempfängern als sogenannte Boosterdioden bestimmt ist und der wegen der Impulsbelastung für eine hohe Nennstromstärke ausgelegt werden muß, nach der Nomenklatur für Starkstrombauelemente zu bezeichnen. Umgekehrt benötigt die Kraftfahrzeugelektrik, die man der Starkstromtechnik zurechnen muß, auch gewisse Bauelemente für kleinere Stromstärken.

Was den bisher wenig gebräuchlichen Ausdruck Thyristor betrifft, so sei darauf hingewiesen, daß dies die in den Gremien der IEC (Internationale Elektrotechnische Kommission) festgelegte Bezeichnung für einen (steuerbaren) Gleichrichter mit Auslöse(Trigger)-charakteristik ist. Er wurde in den Standards über Begriffe der Halbleitertechnik bereits übernommen. *E. Botke*

## Gegenüberstellung von alten und neuen Typenbezeichnungen

### A. Dioden

ZL 910/1 = SZ 501      ZL 910/5,6 = SZ 505  
ZL 910/6,8 = SZ 506      ZL 910/8,2 = SZ 508  
ZL 910/10 = SZ 510 usw.

OY 100 = GY 100      OY 101 = GY 101  
OY 102 = GY 102 usw.

OY 110 = GY 110      OY 111 = GY 111  
OY 112 = GY 112 usw.

OY 120 = GY 120      OY 121 = GY 121  
OY 122 = GY 122 usw.

### B. Transistoren

OC 870 = GC 100      (F < 25 dB)  
OC 870 = GC 101      (F < 10 dB)

OC 815 = GC 115  
OC 817 = GC 117  
OC 821 = GC 121  
OC 823 = GC 123

OC 830 = GD 100  
OC 832 = GD 120  
OC 835 = GD 150  
OC 837 = GD 170

OC 871 = GF 100  
OC 873 = GF 110  
OC 881 = GF 121  
OC 883 = GF 130

OC 920 = SC 100  
(OC 923 = SC 104)

OC 922 = SS 102

OC 816 = GC 116  
OC 820 = GC 120  
OC 822 = GC 122 } sämtlich nur  
in der runden  
Bauform

OC 831 = GD 110  
OC 833 = GD 130  
OC 836 = GD 160  
OC 838 = GD 180

OC 872 = GF 105  
OC 880 = GF 120  
OC 882 = GF 122  
OC 884 = GF 131



# Messung der dynamischen Kenndaten von Transistoren mit Hilfe der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3

HENRY LANGER

Mitteilung aus dem Institut für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Technischen Hochschule Ilmenau

Im folgenden Beitrag sollen die Einsatzmöglichkeit der Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3 vom VEB Meßelektronik Berlin gezeigt und die dazu notwendigen Zusatzeinrichtungen (Adapter) sowie geringfügige Veränderungen in der Brücke beschrieben werden. Im Ergebnis ergibt sich die Möglichkeit, die komplexen  $y_L$ -Parameter von Transistoren in einem Frequenzbereich von 30 kHz ... 1,5 MHz zu messen.

## Die Scheinleitwertmeßbrücke SWM 3

Die Brücke arbeitet nach dem Null-Verfahren mit Differentialübertrager [siehe radio und fernsehen 13 (1964) H. 4 S. 106]. Zum Abgleich dienen eingebaute Leitwert- und Kapazitätsnormale. Der Stufenleitwert umfaßt den Bereich von  $10^{-7} \dots 1$  S. Das eingebaute Kapazitätsnormal überstreicht den Bereich von  $0 \dots 1,2 \mu\text{F}$ . Beide Bereiche schließen die bei den Transistorparametern auftretenden Größenordnungen ein. Das Meßergebnis ergibt sich als Parallelschaltung eines (reellen) Leitwertes  $y_L$  mit einer Kapazität  $\pm C$ . Damit erhält man den Scheinleitwert

$$y^L = y^L + jy^L$$

wobei  $y^L = \omega C$  ist.

$+C$  ergibt sich im Falle einer kapazitiven Blindkomponente des Meßobjektes (Schalterstellung  $+$ ).  $-C$  ergibt sich im Falle einer induktiven Blindkomponente des Meßobjektes (Schalterstellung  $-$ ). Wird das Meßergebnis nicht als Scheinleitwert, sondern als Scheinwiderstand  $R^L = R^L \pm jR^L$  gewünscht, so gestatten zwei zur SWM 3 gehörende Diagramme die bequeme Bestimmung der Widerstandskomponenten der entsprechenden Reihenschaltung.

Besondere Bedeutung für die Verwendung der Brücke zur Transistormessung haben die drei folgenden Betriebsarten, für die die SWM 3 (umschaltbar) eingerichtet ist (Bild 1)

- 1) erdfrei
- 2) symmetrisch
- 3) unsymmetrisch

Im folgenden sollen die Adapter, die für die einzelnen Transistorparameter eingerichtet wurden, sowie die Meßanordnung und der Meßvorgang beschrieben werden.

## Messung von $y_{11e}^L$

Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Bild 2 zeigt die gesamte Meßanordnung, die im linken Teil (gestrichelt) den Transistoradapter enthält. Die Brücke ist hierbei zunächst durch den Betriebsartenschalter auf die Betriebsart „symmetrisch“ eingestellt. Der Transistor liegt mit seinem Eingangskurzschlußleitwert  $y_{11e}^L$  an den Meßbuchsen a und b. Der Emitter ist außerdem mit der Erdbuchse c verbunden. Über die Gleichspannungsquelle  $U_b$ , die durch die Kapazität  $C_2$  überbrückt ist, wird die Meßbuchse b geerdet und die unsymmetrische Betriebsart realisiert, obwohl der Betriebsartenschalter der Brücke auf „symmetrisch“ eingestellt ist.

Die Gleichspannungsquellen ( $U_0$  und  $U_b$ ) liegen mit ihren positiven Klemmen beide an einem gemeinsamen Erdpunkt, so daß deren Erdkapazitäten ohne Einfluß auf den Meßvorgang sind. Die Punkte  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ ,  $P_4$  sind zu Buchsen im Adaptergehäuse herausgeführt und gestatten einen bequemen Anschluß der für die Arbeitspunkteinstellung notwendigen Gleichspannungsquellen. Wie aus dem Bild 2 ersichtlich ist, wird der Basis-Gleichstromkreis über die Brücke geschlossen. Um eine Basisstromänderung beim Abgleichvorgang ( $y_N^L$ -Variation) zu verhindern, ist es notwendig, den rechten Brückenarm gleichstrommäßig aufzutrennen. Dies erfolgt durch die eingezeichnete Trennkapazität  $C_T$ . Hierfür ist jedoch ein innerer Eingriff in die Brücke nicht notwendig. Die Brücke besitzt im Originalzustand an der Frontplatte rechts neben den Meßbuchsen einen Stecker, der die herausgeführten Anschlüsse des Differentialübertragers (Buchsen 1, 3, 4, 6 im Stromlaufplan der Brücke) mit den Brückenarmen (Buchsen 2, 5) verbindet und das wirksame Kapazitätsnormal um den Faktor 10 variiert. Um den rechten Brückenarm gleichstrommäßig aufzutrennen, ist es zweckmäßig, einen zweiten Stecker anzufertigen, der die Buchsen 5/6 bzw. 4/5 nicht galvanisch, sondern kapazitiv

verbindet. Die Kapazität dieses „Trennstackers“ (Bild 3) muß relativ groß sein, um auch bei niedrigeren Frequenzen noch den Kurzschluß-Vorabgleich durchführen zu können ( $C_T = \text{etwa } 400 \mu\text{F} \parallel 20 \text{ nF}$ ). Die Kapazitäten  $C_1$  und  $C_2$  wurden wie folgt gewählt:  $C_1 = 10 \mu\text{F} \parallel 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 100 \mu\text{F} \parallel 10 \text{ nF}$ .

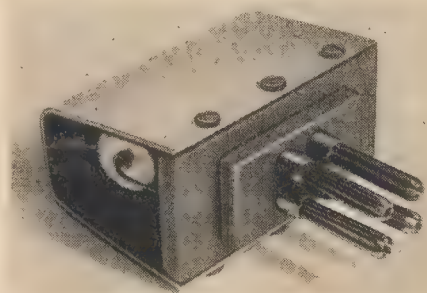


Bild 3: Trennstecker zur gleichstrommäßigen Auftrennung des rechten Brückenarmes

## Meßvorgang

1. Einsetzen des Trennstackers
2. Betriebsartenschalter auf Stellung „symmetrisch“
3. Transistoradapter in die Meßklemmen (a, b, c) einstecken
4. Zuführung der Gleichspannungen
5. Leerlauf- und Kurzschlußvorabgleich der Brücke mit eingesetztem Adapter so durchführen, wie in der Bedienungsanleitung zur SWM 3 beschrieben. Als Kurzschlußbügel verwendet man zweckmäßigerweise einen kleinen Drahtbügel, mit dem man am Adapter die Strecke Emitter-Basis kurzschließt
6. Einsetzen des Transistors in die Meßfassung
7. Einsetzen des Kurzschlußbügels in die Buchsen I, II
8. Einstellen des gewünschten Arbeitspunktes
9. Brückenabgleich erfolgt wie in der Bedienungsanleitung zur SWM 3 beschrieben.

## Messung von $y_{22e}^L$

Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Die Meßanordnung sowie den Aufbau des Adapters zeigt das Bild 4. Der Transistor liegt hierbei mit seinem Ausgangskurzschlußleitwert  $y_{22e}^L$  an den Meßklemmen der Brücke. Der Definition von  $y_{22e}^L$  entsprechend, wird der Eingang des Transistors durch  $C_1$  ( $100 \mu\text{F} \parallel 20 \text{ nF}$ ) kurzgeschlossen. Die Kollektorgleich-

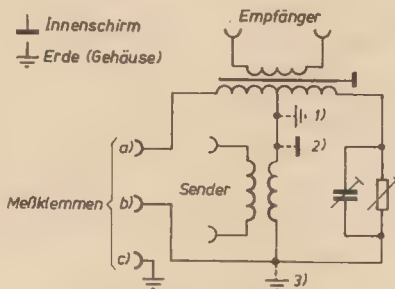


Bild 1: Betriebsarten der SWM 3, 1) erdfrei, 2) symmetrisch, 3) unsymmetrisch

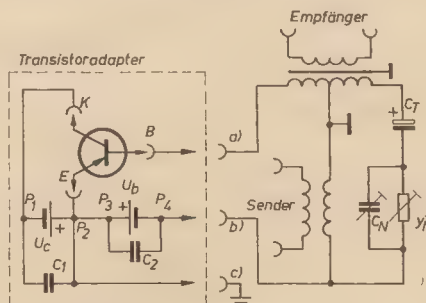


Bild 2: Meßanordnung für  $y_{11e}^L$



spannung wird hierbei über den linken Brückenzweig dem Transistor zugeführt.  $C_s$  beträgt  $10 \mu F \parallel 20 nF$ .

### Messung von $y_{12e}^L$

#### Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Zur Bestimmung des Rückwirkungsleitwertes  $y_{12e}^L$  eignet sich ebenfalls eine Brückenschaltung (Bild 5). Im abgeglichenen Zustand ist der über  $y_N^L$  fließende Wechselstrom gleich dem über den Rückwirkungsleitwert fließen-

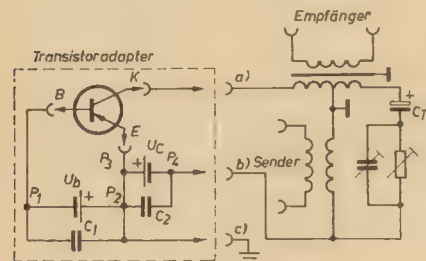


Bild 4: Meßanordnung für  $y_{12e}^L$

den Strom ( $i_1 = i_2$ ). Da die Phasenverschiebung  $180^\circ$  beträgt, ergibt sich die Indikatorspannung Null. Entsprechend dieses Meßprinzips wurde die Meßanordnung mit Hilfe der SWM 3 nach Bild 6 gewählt. Die Definition des Rückwirkungsleitwertes  $y_{12e}^L$  erfordert

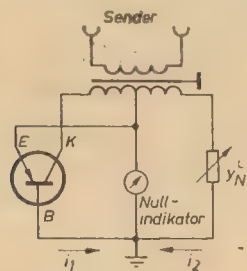


Bild 5: Meßprinzip für  $y_{12e}^L$

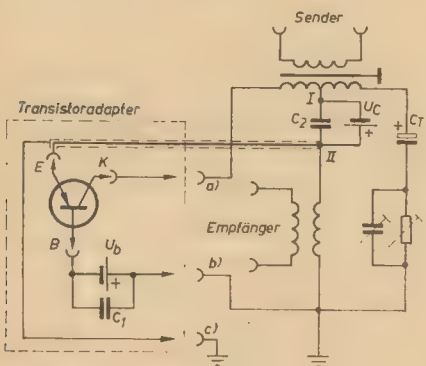


Bild 6: Meßanordnung für  $y_{12e}^L$

den eingangsseitigen Kurzschluß, der im abgeglichenen Zustand dadurch realisiert ist, daß die Potentialdifferenz an der Brückendiagonale gleich Null wird. Basis und Emitter haben in diesem Falle gleiches Potential. Aus der Definition des Rückwirkungsleitwertes ergibt sich bei seiner Messung ferner die Forderung, den Transistor wechselstrommäßig im Ausgangskreis (Kollektorkreis) zu speisen. Aus diesen Gründen wurden für die Messung von  $y_{12e}^L$  die beiden Übertrager der Brücke vertauscht (Vertauschung der äußeren Klemmen:

Sender an die Buchsen „Empfänger“, Empfänger an die Buchsen „Sender“ anschließen). Sowohl für die Gleichstromversorgung des Kollektorkreises als auch für den bequemen Anschluß des Emitters ist es zweckmäßig, für dieses Meßverfahren eine geringe innere Schaltungsänderung der Brücke vorzunehmen. Der Indikatorzweig wird gleichstrommäßig aufgetrennt, wobei eine Kapazität  $C_s$ , die gleichzeitig den Innenwiderstand der Spannungsquelle  $U_c$  shuntet, diese Trennstelle überbrückt ( $C_s = 10 \mu F \parallel 10 nF$ ). Die beiden Punkte I, II führt man mit Hilfe abgeschirmter Leitungen an zwei äußere Buchsen. Hierfür wurden die beiden Buchsen, die sich in der Frontplatte der SWM 3 zur Aufbewahrung des Kurzschlußbügels befinden, gegen das Gehäuse isoliert und mit den Punkten I und II verbunden. Sie dienen damit der bequemen Gleichspannungszuführung ( $U_c$ ) und ermöglichen den Anschluß des Emitters ( $B_{u1}$  oder  $B_{u2}$ ). Da die Buchsenabstände nicht geändert wurden, können sie nach beendeter Messung zu ihrem ursprünglichen Zweck verwendet werden. Es ist zu erkennen, daß diese beschriebene Schaltungsänderung der Brücke ausschließlich im Indikatorzweig erfolgt, wodurch mehr oder weniger feste Kapazitäten (Erdkapazität der Spannungsquelle  $U_c$ , Erdkapazitäten der Leitungen I und II, Erdkapazität der Emitterzuführung) dem Indikator parallel geschaltet werden. Im abgeglichenen Zustand besitzt jedoch, wie bereits bemerkt, der Punkt I Erdpotential, so daß die durch die Schaltungsänderung hervorgerufenen Parallelkapazitäten keinen verfälschenden Einfluß auf das Meßergebnis haben. Der einzige denkbare Einfluß der Erdkapazitäten wäre eine Verringerung der Indikatorempfindlichkeit, die aber im vorliegenden Falle nicht merkbar auftrat. Als Indikator wurde der Allwellenempfänger Typ 180 vom VEB Funkwerk Erfurt verwendet. Die Emitterzuführung an die Buchsen I oder II erfolgt über eine aus dem Adapter herausgeführte abgeschirmte Leitung. Um eine Gleichstromaufteilung über beide Brückenzweige zu vermeiden, ist auch bei dieser Meßanordnung die Trennkapazität  $C_T$  notwendig.  $C_s$  beträgt  $100 \mu F \parallel 20 nF$ .

#### Meßvorgang

1. Einsetzen des Trennsteckers
2. Betriebsartenschalter auf Stellung „unsymmetrisch“
3. Transistoradapter in die Meßklemmen (a, b, c) einsetzen, dabei die Emitterleitung der Buchse I oder II zuführen
4. Zuführung der Gleichspannungen (an den Adapter  $U_b$ , an die Buchsen I/II die Kollektorspannung  $U_c$ )
5. Leerlauf- und Kurzschlußvorabgleich der Brücke mit eingesetztem Adapter so durchführen, wie in der Bedienungsanleitung zur SWM 3 beschrieben ist. Als Kurzschlußbügel verwendet man einen kleinen Drahtbügel, mit dem man die Strecke Basis-Kollektor überbrückt.
6. Einstellen des gewünschten Arbeitspunktes
7. Brückenabgleich erfolgt wie in der Bedienungsanleitung zu SWM 3 beschrieben.

### Messung von $y_{21e}^L$

#### Meßanordnung und Aufbau des Adapters

Das Grundprinzip zur Messung von  $y_{21e}^L$  ist die im Bild 7 dargestellte Kompensations-

methode. Die zwischen Basis und Emitter liegende Wechselspannung liefert (bei  $u_{CE} = 0$ ) einen Kollektorstrom von der Größe

$$i_{CE} = y_{21e}^L \cdot u_{BE}$$

Ist der durch  $y_N^L$  bestimmte Strom  $i_N$  im Betrag gleich dem Kollektorstrom  $i_{CE}$ , in seiner Phase jedoch entgegengesetzt gerichtet, kompensieren sich diese beiden Ströme im Punkt P, und das Indikationsinstrument zeigt den Wert Null. Der eingestellte Leitwert  $y_N^L$  entspricht dann dem komplexen Übertragungsleitwert  $y_{21e}^L$  des Transistors. Außerdem ist im abgeglichenen Zustand die definitionsgemäße Voraussetzung für  $y_{21e}^L$  (ausgangsseitiger Kurzschluß,  $u_{CE} = 0$ ) meßtechnisch realisiert. Da der Übertragungsleitwert  $y_{21e}^L$  induktiven Charakter hat, müßte das Leitwertnormal  $y_N^L$  als Blindelement eine variable Induktivität

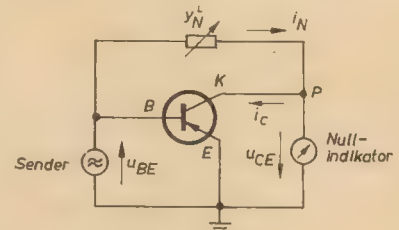


Bild 7: Meßprinzip für  $y_{21e}^L$

besitzen. Eine praktische Möglichkeit, das notwendige induktive Blindelement durch ein Kapazitätsnormal zu realisieren, zeigt das Bild 8. Der Differentialübertrager liefert an das Kapazitätsnormal  $C_N$  eine Wechselspannung, die gegenüber der Basisspannung um  $180^\circ$  phasenverschoben ist. Der von  $C_N$  in dieser Schaltung gelieferte Strom ist somit identisch mit dem Strom, der durch ein induktives Blindelement von  $y_N^L$  (Bild 7) fließen würde. Damit sind die prinzipiellen Voraussetzungen für die Verwendung der SWM 3 auch zur Messung von  $y_{21e}^L$  geschaffen. Die endgültige Meßanordnung sowie den Aufbau des Adapters zeigt das Bild 9. Der Transistoradapter ist ähnlich aufgebaut, wie bei der  $y_{12e}^L$ -Messung ( $C_s = 10 \mu F \parallel 10 nF$ ). Er wird hierbei nicht in die Meßbuchsen, sondern in die Buchsen „Zusatzkondensator + C“ eingesetzt, so daß der Transistor mit der Basis-Kollektor-Strecke parallel zum Leitwertnormal  $y_N^L$  der Brücke liegt. Alle C-Normale der Brücke werden auf „-C“ eingestellt. Damit ist das notwendige induktive Blindnormal realisiert. Die Messung erfolgt durch abwechselnden Abgleich von  $y_N^L$  und  $C_N$  auf Indikator-Null. Beginnt man den Abgleich mit dem C-Normal, treten Schwingungen auf, die durch eine Rückkopplung über  $C_N$  verursacht werden.

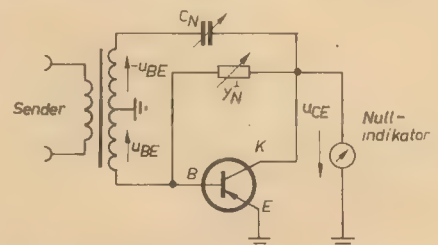


Bild 8: Meßprinzip für  $y_{21e}^L$



Beginnt man dagegen den Abgleich mit  $y_N^1$ , so wird über diesen Leitwert die über  $C_N$  rückgekoppelte Spannung kompensiert und das Schwingen der Meßanordnung verhindert.

Das Meßergebnis erhält man als komplexen Leitwert in Form von  $y_{21e}^1$  und  $-C_{21e}^1$ . Den

8. Brückenabgleich mit  $y_N^1$  (Realteil) beginnen; danach erfolgt abwechselnd  $C_N$ - und  $y_N^1$ -Abgleich, bis ein exaktes Minimum erreicht ist.

Die beschriebenen Meßanordnungen sind erfolgreich erprobt worden. Der Meßfehler be-

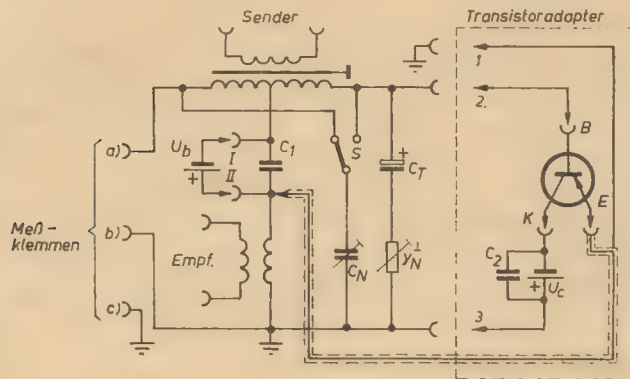


Bild 9: Meßanordnung für  $y_{21e}^1$

Betrag sowie den Phasenwinkel erhält man aus diesen abgelesenen Werten wie folgt

$$|y_{21e}| = \sqrt{y_{21e}^2 + (\omega \cdot C_{21e})^2}$$

$$\varphi_{21e} = -\arctan \frac{\omega C_{21e}}{y_{21e}^1}$$

#### Meßvorgang

1. Meßartenschalter auf Stellung „unsymmetrisch“
2. Transistoradapter in die Buchsen „Zusatzkondensator“ (+ C) einsetzen
3. Alle C-Regler auf „-C“ einstellen
4. C-Feinregler auf 0 (rote Skala) stellen
5. Gleichspannungen zuführen ( $U_C$  an den Adapter,  $U_b$  an die Buchsen I/II)
6. Kurzschluß- und Leerlaufabgleich nach Bedienungsanleitung der SWM 3 durchführen. Der Adapter befindet sich hierbei an den Buchsen „Zusatzkondensator“ (+ C). Leerlauf und Kurzschluß an den Meßbuchsen a und b realisieren
7. Arbeitspunkt einstellen

trägt bei allen vier Parametern  $<5\%$ . Bei allen Messungen muß darauf geachtet werden, daß die Speisespannungen der Brücke (Senderspannung)  $\leq 20$  mV beträgt, um eine Übersteuerung des Transistors mit Sicherheit zu vermeiden. Infolge der für die  $y_{12e}^1$ - und  $y_{21e}^1$ -Messung notwendigen gleichstrommäßigen Auftrennung des Indikatorzweiges der SWM 3 ist es für die vorhergehenden Meßverfahren ( $y_{11e}^1$ ,  $y_{22e}^1$ ) notwendig, diese Trennstelle galvanisch zu überbrücken (Kurzschlußbügel I/II). Letzteres ist notwendig, da für diese Meßverfahren die Gleichstromversorgung über den Indikatorzweig erfolgt.

#### Literatur

- [1] Beschreibung der Scheinleitwertbrücke SWM 3, VEB Werk für Meßelektronik
- [2] Olschewski, R.: Telefunken Röhrenmitteilungen 600 659
- [3] Kretzer, K.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik, VI. Band. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin

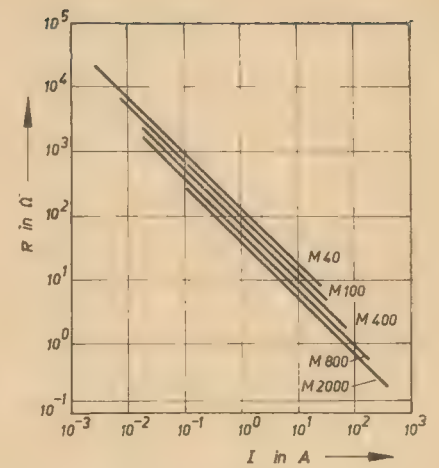


Bild 3: Widerstand der Transistorelemente als Funktion des durchfließenden Stromes

selbststromkreisen) geliefert werden. Bild 1 zeigt die von Soral verwendeten Schaltzeichen für die Transistorelemente, die ohne weiteres verständlich sind.

Bild 2 zeigt die Strom-Spannungskennlinie der Transistorelemente in Sperrichtung. Die normale Betriebsspannung beträgt etwa 25  $V_{eff}$  je Element. Der bei dieser Spannung fließende Strom ist sehr klein und kann meist vernachlässigt werden. Der Strom nimmt bei Spannungsanstieg schnell zu. Etwaige Spannungsspitzen werden auf 65 ... 70  $V_s$  begrenzt. Bild 3 zeigt, wie sich der Widerstand der Transistorelemente mit dem durchfließenden Strom ändert. Die im Bild 3 angegebenen Bezeichnungen beziehen sich auf verschiedene Transistorelemente.

#### Beispiel

Gegeben ist eine Gleichrichterschaltung gemäß Bild 4. Beim primärseitigem Abschalten des Transformators tritt an der Sekundärseite eine Spannungsspitze auf. Ohne besondere Schutzmaßnahmen müßte die Sperrspannung der Gleichrichterbrücke größer sein, als die erwähnte Spannungsspitze, um Durchschläge mit Sicherheit zu vermeiden.

Parallel zur Sekundärseite des Transformators wird ein Transistorelement in Antiparallelschaltung geschaltet. Da der Transformator eine Sekundärspannung von 250  $V_{eff}$  abgeben muß, muß das Transistorelement 250/25 = 10 Selenzellen in jeder Richtung enthalten.

## Transistop – ein Schutz des Gleichrichters vor Spannungsspitzen

Beim Schalten von Induktivitäten (z. B. Transformatoren) treten gefährliche Spannungsspitzen auf, die evtl. nachfolgende Halbleitergleichrichter gefährden.

Von der französischen Halbleiterfirma Soral wurde unter der Bezeichnung „Transistop“ ein Bauelement auf den Markt gebracht, das gefährliche Spannungsspitzen begrenzt und somit die anderen angeschlossenen Bauele-

mente schützt. Es handelt sich bei den „Transistop“-Elementen um spezielle Selengleichrichter, die entweder einfach (bei Gleichstromkreisen) oder in Antiparallelschaltung (Wech-

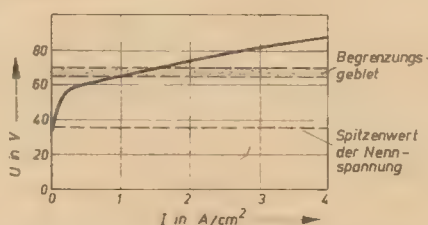


Bild 2: Strom-Spannungskennlinie der Transistop-elemente

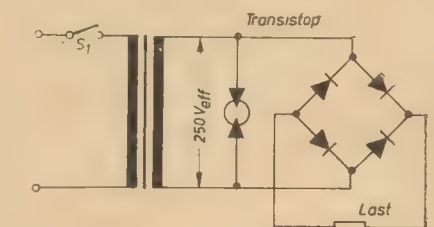


Bild 4: Beispiel einer durch Transistop-elemente geschützten Gleichrichterbrücke

Die Größe der Elemente (ihre aktive Oberfläche) wird von dem maximalen Strom bestimmt bzw. von der größten zu vernichtenden Leistung. Prospektmaterialien gestatten die Auswahl von Elementen für Ströme von 1 ... 50 A bzw. 0,12 ... 60 Ws. St.

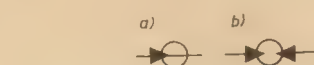


Bild 1: Von Soral verwendete Schaltzeichen für Transistop-elemente a) polarisierte Typen (Gleichstromkreise), b) nicht polarisierte Typen (Wechselstromkreise)







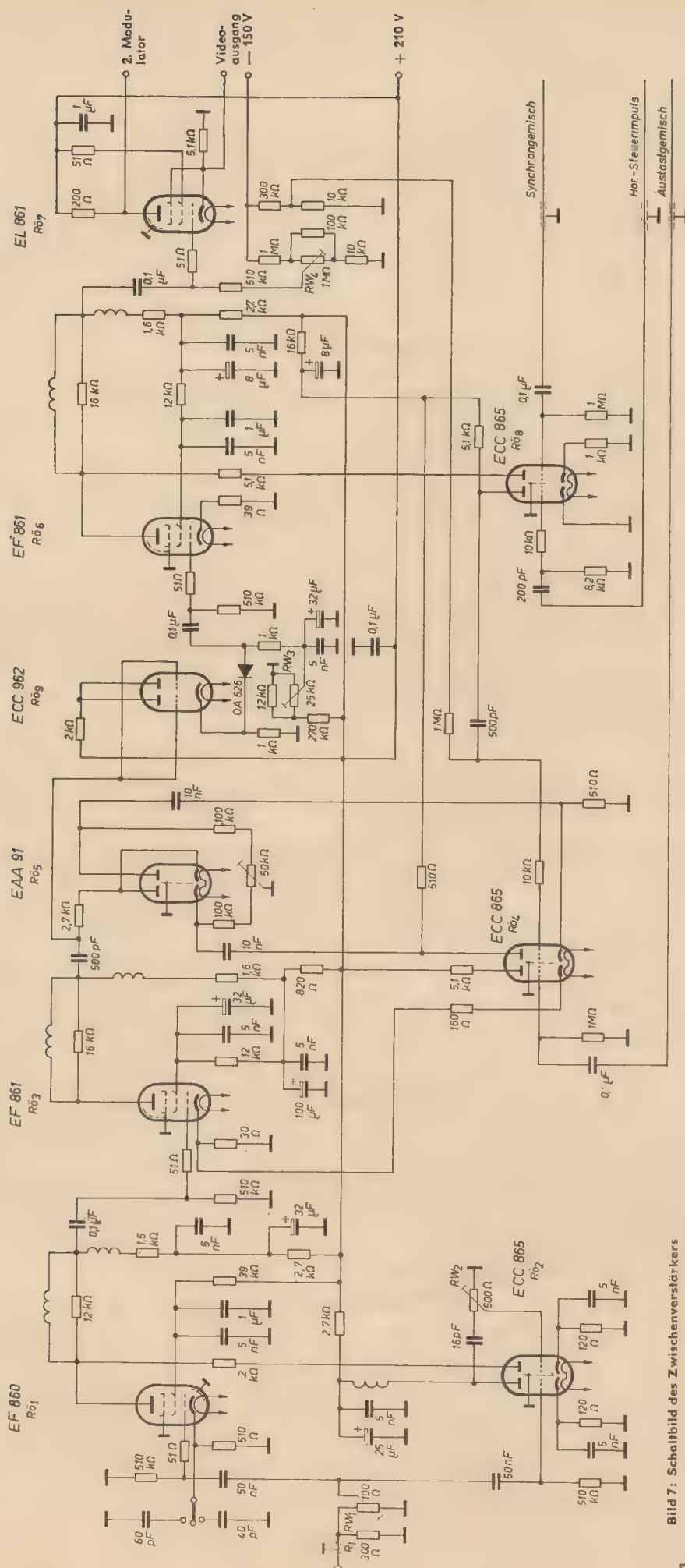


Bild 7: Schaltbild des Zwischenverstärkers

Die minimale Eingangsspannung beträgt  $100 \mu\text{V}$ . Bei Eingangsspannungen  $> 200 \text{ mV}$  sind Dämpfungsglieder in die Signalleitung zu schalten.

Ein nachträglich entwickelter mehrstufiger Videoverstärker gestattet die Verwendung des FB 2 für videofrequente Übertragungen. Dabei sind aus dem Bildschreiber die Baugruppen HF-Tuner und Bild-ZF-Verstärker herauszunehmen, und anstelle des letztgenannten ist der Videoverstärker einzusetzen. In diesem Verstärker sind eingebaut eine Weißwertbegrenzung, Kontrastregelung mit der Röhre EF 85 und eine getastete Klemmschaltung am Gitter der Endstufe EL 83. Ferner sind vorgesehen ein stetig regelbarer Klarzeichner und eine umschaltbare Kabelkompensation für 200, 350 und 500 m Signalkabel. Der Verstärker ist dimensioniert für Eingangsspannungen zwischen 0,5 bis  $1,5 V_{\text{eff}}$ .

#### HF-Tuner

Der Baustein HF-Tuner ist ein auf ein Chassis montierter Kanalschalter vom Rafena-TV-Gerät „Dürer“. Er ist mit den Röhren ECC 84 und ECF 82 bestückt, von denen die erstgenannte in Kaskodeschaltung als HF-Verstärker arbeitet. Während das Triodensystem der ECF 82 die Oszillatorfrequenz erzeugt, wird das Pentodensystem zur Mischung der HF mit der Oszillatorfrequenz und weiterhin als erste ZF-Verstärkerstufe verwendet. Von dem in der Anodenleitung der Pentode liegenden Leitkreis wird die ZF-Spannung über ein Koaxialkabel zum Bild-ZF-Verstärker geführt.

#### Bild-ZF-Verstärker

Von der Eingangsbuchse des Bild-ZF-Verstärkers gelangt das ZF-Signal auf einen dreistufigen ZF-Verstärker ( $Rö_3$  bis  $Rö_5$ , siehe Bild 9) mit anschließender Videogleichrichtung. Hinter dem Gleichrichter  $Gr_3$  (OA 626) wird mit einem Saugkreis (5,5 MHz) die Ton-ZF ausgesiebt und einem zweistufigen Verstärker ( $Rö_1$ , EF 860 und  $Rö_{ab}$ , E(C)F 82) zugeführt. Das Triodensystem der ECF 82 ( $Rö_{aa}$ ) dient als Katodenausgang für die aus dem Radiodetektor kommende Tonfrequenz ( $R_{\text{Ausg}} = 200 \Omega$ ).

Die am Arbeitswiderstand des Videogleichrichters (OA 626) auftretende Signalspannung wird zur weiteren Verstärkung dem Steuergitter der Endröhre  $Rö_{ab}$  — E(C)F 84 — zugeführt. Von der Anode der  $Rö_{ab}$  gelangt das Signal an das Amplitudensieb und über einen 5,5-MHz-Sperrkreis an die Katode der Bildröhre.

Als Amplitudensieb wird eine ECC 865 ( $Rö_7$ ) verwendet. Die in dieser Stufe von dem Videosignal abgetrennten und verstärkten Synchronimpulse werden für die Horizontalsynchronisation der Phasenbrücke  $Gr_3$  und  $Gr_4$  (OA 685) und für die Vertikalsynchronisation über ein Integrierglied direkt zur Kippeinheit geführt (Bild 9).

Das Triodensystem der ECC 84 ( $Rö_{aa}$ ) wird zur Erzeugung einer getasteten Regelspannung benutzt, die den ersten beiden ZF-Stufen ( $Rö_3$  und  $Rö_4$ ) direkt und dem HF-Tuner über eine Verzögerungsschaltung  $Gr_4$  (OA 685) zugeführt wird.

#### Kippeinheit

Die von der Phasenbrücke im Bild-ZF-Verstärker gelieferte Spannung wird der Reaktanzröhre  $Rö_{1a}$  (ECC 865) zugeführt (Bild 10).



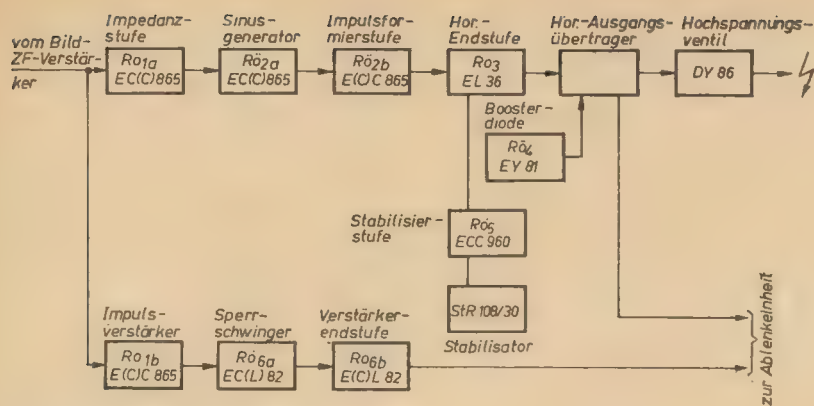


Bild 10: Blockschaltbild der Kippeinheit

Die Reaktanzstufe steuert die Frequenz des Sinusgenerators R02a (ECC 865), der die Horizontalfrequenz erzeugt. In der nachfolgenden Impulsformierstufe R02b wird die vom Sinusgenerator abgegebene Spannung in eine für die Steuerung der Horizontalendstufe R03 (EL 36) notwendige Spannungsform umgewandelt. Zur H-Endstufe gehören außerdem die Boosterdiode R04 (EY 81) und der Horizontalausgangsübertrager. Letztgenannter erzeugt den H-Ablenkestrom, der zur Ablenkeinheit weitergeleitet wird, und mit Hilfe des Hochspannungsventils (DY 86) die für die Bildröhre benötigte Hochspannung. Mit R05 (ECC 960) und dem Stabilisator StR 108/30 wird eine

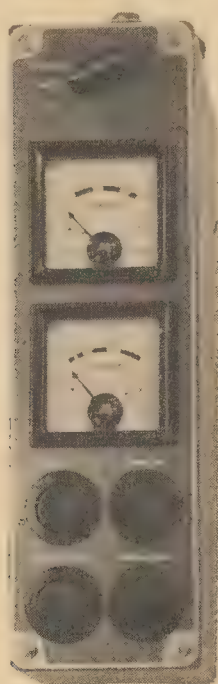


Bild 11: Fernbedienungszusatz FZO 2

Regelspannung erzeugt, die an die Mitte des aufgeteilten Gitterableitwiderstandes der EL 36 geführt wird. Diese Schaltung bewirkt eine Stabilisierung der horizontalen Ablenkung. Die integrierten V-Synchronimpulse werden der R02b (ECC 865) zugeführt und in ihr verstärkt. Von der Anode dieser Stufe gelangen die verstärkten Impulse zur Synchronisation der V-Frequenz an die Anode der Sperrschwingerröhre R06a — EC(L) 82. Diese

steuert die V-Endstufe R06b — E(C)L 82, die über den Vertikalausgangsübertrager den Ablenkestrom der Ablenkeinheit an der Bildröhre zuleitet (Bild 10).

### Fernbedienungszusätze FZK 2, FZO 2 und FZB 2

Wie schon zu Beginn erwähnt und wie aus Bild 2 hervorgeht, werden alle für die Bedienung der Fernkamera und des Bildschreibers notwendigen Regel- und Steuermöglichkeiten mit Hilfe der drei Fernbedienungen ausgeführt.

#### Fernbedienungszusatz FZK 2

Der FZK 2 enthält außer den Reglern für die drei Betriebseinstellungen der Kamera noch den Netzschalter für den gesamten Kamerazug und die Glühlampe für die Betriebsanzeige. Zu den Betriebseinstellungen gehört die Plattenspannungsregelung für die Signalplatte des Endikons. Das von der Aufnahmeröhre abgegebene Signal ist von der Größe dieser Spannung abhängig; ferner die Strahlstromregelung, mit der die negative Vorspannung am Wehneltzylinder der Aufnahmeröhre eingestellt wird. Beide Größen, Plattenspannung und Strahlstrom, sind von den Daten der Aufnahmeröhre abhängig. Zum Schutze des Endikons ist eine Begrenzung des Regelbereiches beider Größen vorgesehen. Die dritte Betriebseinstellung ist die Fokussierung des Elektronenstrahls im Endikon (Schärfe) durch Änderung der Spannung an der 2. Anode.

#### Fernbedienungszusatz FZO 2

Der FZO 2 erfüllt lediglich Schalt- und Anzeigefunktionen. Er enthält demzufolge vier Tastenschalter; zwei für die Blendensteuerung (Blende Auf-Zu) und zwei für die Entfernungseinstellung (Entfernung Nah-Weit); ferner zwei Instrumente für die Anzeige der Entfernungs- und Blendenwerte (Bild 11). Der Schalter im oberen Teil der Frontplatte ermöglicht die Umschaltung der Blendensteuerung von Handbetrieb auf Automatik.

#### Fernbedienungszusatz FZB 2

Mit dem FZB 2 werden der Fernbildschreiber FB 2 in Betrieb genommen und die für die Bildwiedergabe wichtigen elektrischen Werte feineingestellt. Der Fernbedienungszusatz enthält außer dem Netzschalter und der Betriebsanzeigelampe vier Regler, mit denen der Kontrast (Verstärkung), die Helligkeit sowie die Vertikal- und die Horizontalsynchronisation eingestellt werden.

Aus

## Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik · Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 4 (1964)

### ■ Nachrichtentechnik und technische Kybernetik

Die technische Kybernetik wird als ein Hochschul-lehrkonzept dargestellt, das die Grundlagen verschiedener Fachgebiete — vorwiegend der Nachrichten- und Regelungstechnik — umfaßt.

### ■ Stand der Technik und Probleme auf dem Gebiete der Datenübertragung

Es wird eine Übersicht über die Eigenschaften der drahtgebundenen Übertragungswege gegeben, die für die Datenübertragung in Frage kommen.

### ■ Gelöste und ungelöste Approximationsprobleme, Teil I

Im vorliegenden Beitrag werden systematisch die technisch bedeutsamen Approximationsaufgaben für Zweipol- und Vierpole zusammengestellt und erläutert.

### ■ Die Aufgaben der Laboratorien für Wellenausbreitung des Rundfunk- und Fernseh-technischen Zentralamtes (RFZ) der Deutschen Post in Kolberg bei Berlin

Es wird eine Übersicht allgemein interessierender Arbeiten der Laboratorien für Wellenausbreitung des RFZ vorgestellt.

### ■ Die Bildung unerwünschter Frequenzen in Senderendstufen und Empfängereingangsstufen, Teil II

### ■ Magnetische Eigenschaften der Magnetbänder

Die Grundlagen des Ferromagnetismus und der Einbereichtheilchen, soweit sie für das Magnetband Bedeutung haben, werden behandelt. Die Entmagnetisierung eines Einbereichtheilchens und der aus den Teilchen aufgebauten Schicht wird diskutiert und die Bedeutung der Anisotropie gezeigt. Abschließend werden die magnetischen Eigenschaften für ein ideales Magnetband zusammengestellt.

### ■ Lebensdaueruntersuchungen an Bauelementen

### ■ Eigenschaften und Anwendungen des Schwingkondensators VA-E-16

Nach einer einleitenden Betrachtung der Verwendungsmöglichkeiten von Schwingkondensatoren folgen die Erläuterung der Funktion, ein Ersatzschaltbild und die Behandlung von Dimensionierungsproblemen bei Eingangsschaltungen. Die Eigenschaften und Kennwerte des Schwingkondensators VA-E-16 und eine volltransistorisierte Eingangsschaltung werden angegeben.

### ■ Die Berechnung einfacher RC-Filterschaltungen, Teil II

### ■ Filterkatalog, Blatt I

Es wird mit der Veröffentlichung von Arbeitsunterlagen für Entwicklungsingenieure begonnen. Als erstes erscheint eine längere Reihe „Filterkatalog“; weitere Reihen befinden sich in Vorbereitung. Die Redaktion bemüht sich, diese Arbeitsunterlagen in Zukunft regelmäßig erscheinen zu lassen, und hofft, damit ihren Lesern ein praktisches Arbeitsinstrument in die Hand zu geben.



# Kombinierter VHF-UHF-Kanalwähler

A. TEWES

Man kann am Volumen eines Fernsehempfängers zu beträchtlichen Einsparungen gelangen, wenn man die beiden Kanalwähler für VHF- und UHF-Empfang zu einer Einheit zusammenfaßt. Von Telefunken wurde jetzt ein Fernseh-Allbandwähler für VHF und UHF entwickelt, der mit nur drei Transistoren (AF 139) bestückt ist. Es handelt sich hierbei um eine mechanische und elektrische Kombination des Eingangsaggregates für den VHF- bzw. UHF-Bereich. Die aktiven Elemente, die Transistoren, arbeiten dabei jeweils für den einen oder anderen Bereich. Der Vorstufen-Transistor arbeitet für beide Bereiche in Basis-Schaltung und wird daher am Emitter angesteuert. Der nächste Transistor ( $T_2$ ) arbeitet bei UHF-Empfang als selbstschwingende Mischstufe und bei VHF-Empfang nur als Oszillator. In diesem Empfangsbereich muß daher ein dritter Transistor ( $T_3$ ) als Mischer verwendet werden. Im Bild wurde wegen einer besseren Übersichtlichkeit die für die UHF-Bauteile übliche Schaltungsdarstellung in die konventionelle Zeichenweise abgeändert, wobei gleichstromführende Bauelemente unberücksichtigt blieben. Normalerweise werden in den Bereichen I, III und IV/V symmetrische Antennen mit  $240\ \Omega$  Fußpunkt-Widerstand verwendet. Da jedoch die beiden Eingänge des Kanalwählers unsymmetrisch und für  $60\ \Omega$  ausgelegt sind, werden mit breitbandigen Übertragern die notwendigen Impedanzwandlungen und Symmetrierungen zwischen den Eingängen des Tuners und den Antennen vorgenommen.

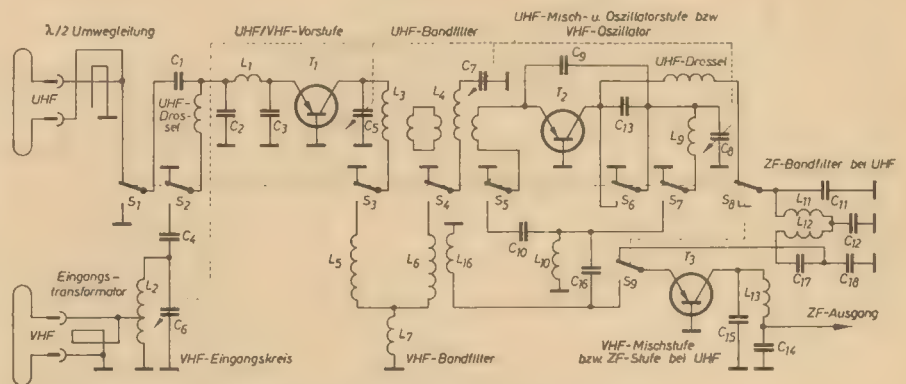
Bei  $T_1$  übernimmt für den UHF-Bereich ein  $\pi$ -Glieder ( $C_1, L_1, C_2$ ) und für VHF ein induktiver Abgriff an  $L_2$  des abstimmbaren Eingangskreises ( $L_2 \parallel C_6$ ) die erforderliche Anpassung an den niederohmigen Emittiereingangskreis. Die Umschaltung von einem Bereich auf den anderen wird mit zwei Umschaltsegmenten ( $S_1$  und  $S_2$ ) des Sammelschalters VHF/UHF vorgenommen. Die jeweils nicht benutzte Antenne wird dabei abgetrennt.

Die Kopplung zwischen dem UHF-Primärkreis hinter  $T_1$  ( $L_3 \parallel C_3$ ) und dem in  $\lambda/4$ -Technik ausgelegten Sekundärkreis ( $L_4 \parallel C_4$ ) übernimmt ein Kopplungsschlit in der Trennwand zwischen den beiden Kammern, wodurch sich eine Bandfilterwirkung ergibt. Bei VHF-Empfang werden über die beiden Umschalter  $S_3$  und  $S_4$  die Induktivitäten  $L_5$  und  $L_6$  in Reihe zu der bei VHF nicht nennenswert ins Gewicht fallenden Induktivität der Koaxialinnenleiter  $L_7$  und  $L_8$  geschaltet. Das sich hieraus ergebende fußpunktgekoppelte Bandfilter setzt sich somit primärseitig in der Hauptsache aus  $L_5 \parallel C_5$  und auf der Sekundärseite aus  $L_6 \parallel C_6$  zusammen. Wie bereits erwähnt, arbeitet der Transistor  $T_2$  bei UHF als selbstschwingende Mischstufe. Der kapazitiv rückgekoppelte UHF-Oszillator bezieht seine Rückkopplungsspannung aus einem Spannungsteiler, der aus  $C_7$  und vorwiegend aus dem Eingangswiderstand der Basis-Emitterstrecke von  $T_2$  besteht. Das fre-

quenzbestimmende Glied befindet sich im Kollektorkreis und setzt sich im wesentlichen aus dem Koaxialinnenleiter  $L_9$  und der veränderlichen Kapazität  $C_8$  zusammen. Die UHF-Spannung wird über die Koppelschleife

Bei VHF-Betrieb wird über das Schaltsegment  $S_5$  der Kondensator  $C_{10}$  an den Emitter von  $T_2$  gelegt und über  $S_7$  die Oszillatorinduktivität  $L_{10}$  dem Koaxialinnenleiter  $L_9$  in Reihe geschaltet. Auch hier bildet ein Spannungsteiler, der aus  $C_{10}$  und dem komplexen Eingangswiderstand der Basis-Emitterstrecke von  $T_2$  besteht, den Rückkopplungsweig für den VHF-Oszillator.

Jetzt dient der Transistor  $T_3$  zur additiven VHF-Mischung. Er bezieht das VHF-Signal über die niederohmige Ankopplung  $L_{11}$  aus dem



Prinzipschaltung des kombinierten VHF/UHF-Kanalwählers (Telefunken)

$L_8$  entnommen und gelangt an den Emitter von  $T_2$ . Über eine UHF-Drossel und den Umschalter  $S_8$  ist an den Kollektor von  $T_2$  der Primärkreis des fußpunktgekoppelten ZF-Bandfilters ( $C_{11} \parallel L_{11}$  und  $C_{12} \parallel L_{12}$ ) angeschlossen. Der Transistor  $T_3$  arbeitet bei UHF-Empfang als zusätzlicher ZF-Verstärker. Im Kollektor-Kreis dieses Transistors befindet sich daher ebenfalls ein ZF-Kreis ( $C_{13} \parallel L_{13}$ ). Zur niederohmigen Auskopplung ist in Reihe zu  $L_{13}$  der Kondensator  $C_{14}$  geschaltet, an dessen Knotenpunkt die ZF-Spannung zur weiteren Verstärkung im allgemeinen ZF-Verstärker entnommen wird.

VHF-Bandfilter  $C_5 \parallel L_5, C_7 \parallel L_6$  und die Oszillatorspannung über  $C_{10}$  vom Hochpunkt des Oszillatorkreises.

Der Allbandkanalwähler bildet somit sowohl eine elektrische als auch konstruktive Einheit. Der Vierfach-Drehkondensator  $C_5, C_6, C_7, C_8$  dient zur Abstimmung beider Bereiche und braucht deshalb elektrisch nicht umgeschaltet zu werden. Die ganze Einheit ist gedrängt aufgebaut und hat die Abmessungen  $120 \times 100 \times 40$  mm. Die Empfindlichkeit beider Kanalwähler entspricht der üblicher getrennter VHF- und UHF-Transistor-Kanalwähler.

## RFT-Videoklar

Diese Bezeichnung trägt die Einrichtung zur Beseitigung der Zeilenstruktur auf dem Bildschirm einiger Fernsehgeräte (z. B. „Stadion 2 Z“). Die Zeilenstruktur auf dem Bildschirm entsteht durch die Abtastung des Fernsehbildes in 625 Zeilen, die untereinander auf dem Bildschirm geschrieben werden und das Fernsehbild ergeben. Diese Zeilenstruktur wird bei näherer Betrachtung störend empfunden. Besonders bei den Empfängern mit 53-cm-Bildröhren muß man sich etwa 4 m vom Bildschirm entfernen, damit die Zeilenstruktur nicht mehr wahrnehmbar ist.

Um die Zeilenstruktur zu beseitigen, wurden verschiedene Verfahren untersucht, wobei ein Quadrupolsystem mit Ausnutzung der elektrostatischen Fokussierung in der Bildröhre (Gitter 4) die besten Ergebnisse zeigte. Der Quadrupol besteht aus einem Weicheisenring

mit vier Polschuhen, auf denen die Erregerspulen sitzen (Bild 1). Dieses System wird hinter dem Ablenssystem auf den Bildröhrenhals montiert. Bild 2 zeigt, daß die Spulen des Quadrupols vom Strom des Tonteiles durchflossen werden. Die vom elektromagnetischen Feld des Quadrupols ausgeübte Wirkung auf den Elektronenstrahl in der Bildröhre ist so, daß er in der Horizontalen (Zeilenrichtung) zusammengedrückt und in der Vertikalen etwas aus einander gezogen wird. Die Wirkung wird bedeutend verbessert, wenn die Hauptlinse der Bildröhre (Fokussiergitter 4) mit herangezogen wird. Legt man an Gitter 4 eine größere negative Spannung, so wird der Leuchtpunkt defokussiert. Die Wirkung der Felder des Quadrupols auf den Leuchtfleck ist so, daß eine scharfe, stabchenförmige Bündelung des Elektronenstrahles entsteht. Während bei der ein-



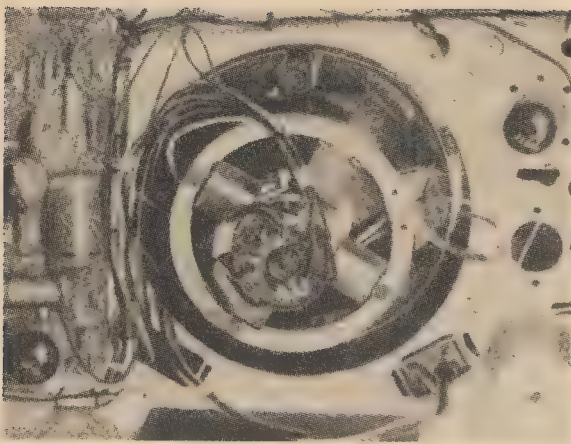


Bild 1: Einbau des Quadrupoles im Fernsehgerät „Stadion 2 Z“

fachen Zeilenverbreiterung durch Quadrupol nur eine elliptische Verformung des Leuchtpunktes erzielt wird, entsteht bei der Mitwirkung des Fokussiergitters der Bildröhre eine scharfe Stäbchenform. Bildschärfe und Zeilenbefreiung sind von der eingestellten Helligkeit und dem Strom durch die Spulen abhängig. Die beste Schärfe ist zu erzielen, wenn die Leuchtfleckhöhe dem Zeilenabstand entspricht. Bei dieser Einstellung ist jedoch keine völlige Zeilenbefreiung vorhanden. Die Zeile wird nur in den Flächen mittlerer Helligkeit beseitigt. Eine volle Zeilenbefreiung tritt erst ein, wenn die Fleckhöhe wesentlich größer als der Zeilenabstand ist. Dann wirkt das Bild allerdings für den Betrachter unschärfer als bei nicht eingeschaltetem „Videoklar“. Stellt man die Zeilenbefreiung mit dem dafür vorgesehenen Schichtdrehwiderstand, der als Nebenschluß zu den Spulen geschaltet ist, so ein, daß das Fernsehbild bei dem Betrachtungsabstand von 2 m zeilenfrei ist, so ist bei guter Bildüber-

tragung mit hoher Auflösung  $\geq 4,5$  MHz ein gutes zeilenfreies Fernsehbild vorhanden. Daß keine Verschlechterung der horizontalen Schärfe entsteht, kann am Testbild mit Frequenzbesen leicht bewiesen werden. Bei einer Auflösung von 4,5 MHz wird diese nach Einschalten von „Videoklar“ einwandfrei zu erkennen sein. Die vertikale Schärfe hingegen verändert sich, weil der Fleck zur Zeilenbefreiung verbreitert wurde. In sehr hellen Bildteilen ist allerdings die Zeilenstruktur noch leicht erkennbar, weil die Wirkung der Zeilenbefreiung über Änderungen des Strahlstromes nicht konstant ist. Um zwischen völliger Beseitigung der Zeile und optimaler oder schwächerer Zeilenbefreiung zu wählen, ist „Videoklar“ regelbar. Wird keine Zeilenbefreiung gewünscht, so kann das System mit dem dafür vorgesehenen Regler abgeschaltet werden. Die Einstellung des Quadrupoles auf dem Bildröhrenhals geschieht so, daß zuerst auf weitgehende Zeilenbefreiung eingestellt wird.

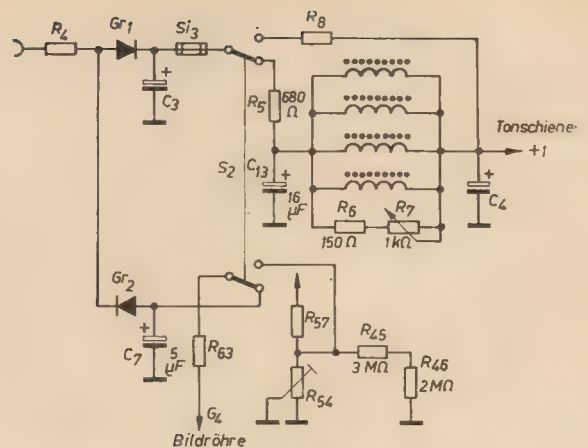


Bild 2: Verdrahtung im Fernsehgerät „Stadion 2 Z“

Dann schiebt man das Magnetsystem vorsichtig auf den Bildröhrenhals in Richtung des Ablenkens bzw. entgegengesetzt, um ein Maximum zu erzielen. Dabei ist auch zu beachten, daß die Bildröhrenachse mit der Magnetachse des Quadrupoles übereinstimmt. Das ist dann der Fall, wenn sich beim Aus- oder Einschalten von „Videoklar“ keine Verschiebung des Fernsehbildes auf dem Bildschirm bemerkbar macht. Zur weiteren Kontrolle der Funktion muß auch die negative Spannung am  $G_4$  der Bildröhre nachgeprüft werden. Bei maximaler Zeilenbefreiung soll ein Strom von 30 mA durch die Spulen des Quadrupoles fließen. Besonders ist auch auf richtigen Verlauf der Quadrupolfelder zu achten. Sind die Spulenanschlüsse verpolt, kann es vorkommen, daß keine Zeilenbefreiung stattfindet, sondern die Zeile verstärkt wird. In diesem Fall ist das Quadrupolsystem um  $90^\circ$  zu drehen.

Aus Rafena-Informationen

## Hinweise zum Selbstbau eines Universaltestkopfes

HELMUT KRÜGER

Die normalen Oszillografen besitzen im allgemeinen Eingangswiderstände in der Größenordnung von etwa 100 k $\Omega$ . Der Anschluß dieses Eingangswiderstandes an eine hochohmige Spannungsquelle hat jedoch bereits eine wesentliche Verfälschung des zu betrachtenden Wertes zur Folge. Will man Messungen an Spannungen von etwa 100 V durchführen, so fließen immerhin Ströme in der Größenordnung von 1 mA.

Eine einfache Vergrößerung des Eingangswiderstandes eines Oszillografen, z. B. durch Einbau eines Eingangspotentiometers von 10 M $\Omega$ , ist aus technischen Gründen nicht möglich.

Die Vergrößerung des Eingangswiderstandes durch einen Testkopf bringt außer der Belastungsverminderung noch weitere Vorteile mit sich. Um kleine Spannungen einwandfrei in ihrer Kurvenform untersuchen zu können, muß der oft vorhandene 50-Hz-Störpegel ferngehalten werden. Am einfachsten geschieht das durch Verwendung eines abgeschirmten

Meßkabels, welches das Nutzsignal auf dem Wege zum Verstärker abschirmt. Diese Kabel besitzen jedoch Kapazitäten von mehr als 40 pF/m. Der Testkopf bewirkt eine Impedanzwandlung. Einem Eingangswiderstand von etwa 10 M $\Omega$  steht ein Ausgangswiderstand von etwa 250  $\Omega$  gegenüber. Für diese niederohmige Spannungsquelle stellen die 100 bis 200 k $\Omega$  des Oszillografen einschließlich Eingangskapazität  $C_E$  und Kabelkapazität  $C_K$  keine wesentliche Belastung mehr dar.

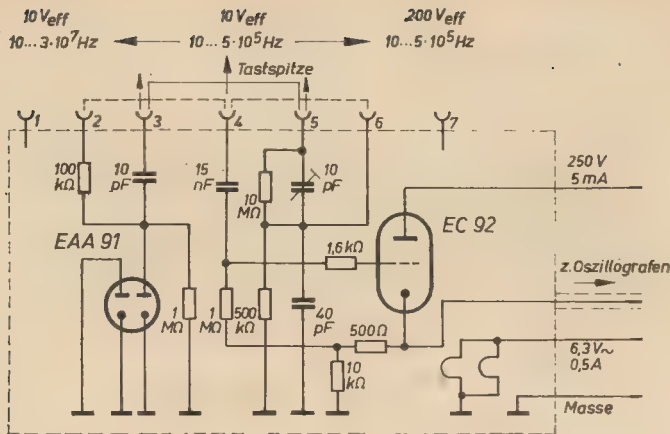
Natürlich stellen sich auch Nachteile ein. Während der Oszillograf, teilweise unterstützt durch zuschaltbare Teiler, mühelos 300 V und mehr Eingangsspannung verarbeiten kann, ist der Testkopf bereits mit etwa 10 V ausgeteiert. Bei höheren Spannungen kommt es durch den einsetzenden Gitterstrom zu erheblichen Verzerrungen. Außerdem sinkt der Eingangswiderstand des Testkopfes. Abhilfe schafft hier ein aufsteckbarer Spannungsteiler [1]. Dieser Spannungsteiler wird aus zwei Festwiderständen  $R_1$  und  $R_2$  gebildet.

Parallel zu dem kleineren Widerstand ( $R_1$ ) liegt die Testkopfeingangskapazität  $C_E$  und der Testkopfeingangswiderstand  $R_E$ . Durch  $C_E$  wäre der Spannungsteiler auch wieder frequenzabhängig. Er würde für jede Frequenz ein anderes Teilverhältnis ergeben.

Die Breitbandigkeit des Teilers, d. h. ein konstantes Teilverhältnis, wird durch Kompensation erreicht. Dazu braucht lediglich die Bedingung  $R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_E$  erfüllt zu werden. Bei einem Teilverhältnis von 1:20 ( $R_1 = 20 \cdot R_2$ ) und einem geschätzten  $C_E = 10$  pF müßte  $C_1$  etwa 0,5 pF groß werden. Derartig kleine C-Werte sind jedoch nicht sinnvoll. Es kommt leicht zu Unstabilitäten und Abgleichschwierigkeiten. Aus diesem Grunde ist es vorteilhaft,  $C_K$  auf etwa 50 pF zu vergrößern, so daß sich  $C_1$  zu etwa 2,5 pF ergibt.

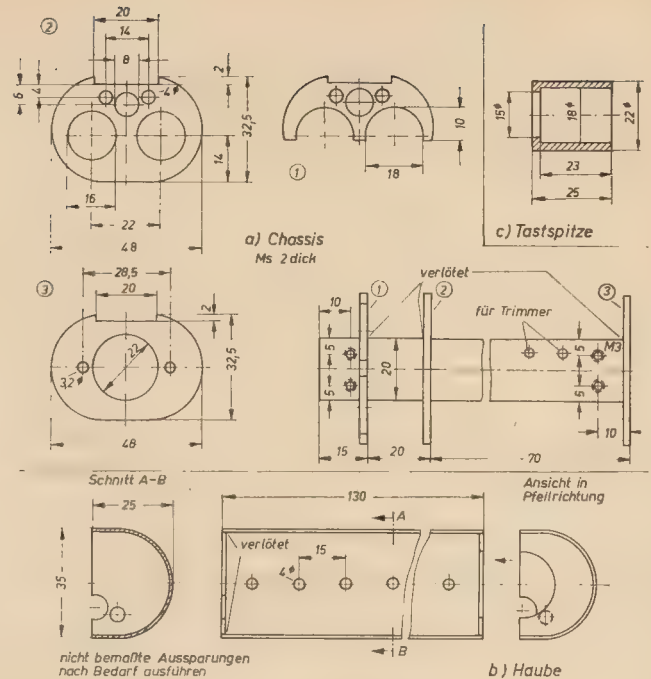
Dieser Wert ist durch einen Trimmer leicht realisierbar. Der Abgleich des Teilers erfolgt durch Anlegen einer niederfrequenten Rechteckspannung und Abgleich des Trimmers auf beste Kurvenform.





**Bild 1: Schaltung des Tastkopfes**

**Bild 2: Einzelteile des Tastkopfes**



Gehäuse besteht aus zwei Schalenhälften, die von beiden Seiten über das aus einem Blechstreifen und drei rechtwinklig dazu angesetzten Blechen bestehende Chassis geschoben werden (Bild 2). Die Herausführung des Meßkabels erfolgt symmetrisch am hinteren Ende des Tastkopfes. Zu diesem Zweck besitzen beide Schalen einen halbkreisförmigen Ausschnitt. Die Größe der Ausschnitte richtet sich nach der verwendeten Gummidurchführung.

durch die Gehäuseaussparung die Tastspitze gesteckt wird. Die Tastspitze besteht aus einem zylindrischen Gehäuse, einer weiteren 7-poligen Miniaturröhrenfassung und einem gefederten Bananenstecker. Der Bananenstecker wird in der entsprechenden Stellung mit dem Abschirmröhrchen der Fassung verlötet. Anschließend wird die mittelste Kelchfeder der Fassung mit dem Abschirmröhrchen verbunden. Weiterhin werden in die Kelchfedern 2, 3, 4, 5 und 6 etwa 30 mm lange und

Außer der Teilung hoher Spannungen ergibt sich bei Verwendung des Spannungsteilers auch noch die Verringerung der Tastkopfkapazität.

Zur Messung hoher Frequenzen ist ebenfalls ein Tastkopf sehr nützlich. Versieht man ihn mit einem aufsteckbaren Demodulationsmeßkopf, so kommt es zur Demodulation des HF-Signals. Anhand des so gewonnenen Modulationsbildes sind Rückschlüsse auf die HF-Eigenschaften möglich. Eine einwandfreie Modulation vorausgesetzt, lassen sich Verzerrungen usw. einwandfrei erkennen. NF-Oszillograf und Tastkopf ersetzen in gewissen Grenzen den teuren HF-Oszillografen. Besonders vorteilhaft ist der Einsatz des Demodulationszusatzes bei der Sichtbarmachung der Durchlaßkurven von Sperrkreisen, Schwingkreisen, Bandfiltern und ganzen Verstärkergruppen mit Hilfe eines Wobblers. Bei diesem Verfahren wird durch Frequenzmodulation eine Kurve geschrieben, die die Ausgangsspannung, z. B. eines Bandfilters, in Abhängigkeit von der Frequenz der Eingangsspannung darstellt. Man kann also mit Hilfe des Wobblers alle frequenzbestimmenden Baugruppen auf die Sollfrequenz ziehen und auf große Trennschärfe abgleichen.

Meist findet ein Tastkopf gemeinsam mit zwei aufsteckbaren Vorsätzen Verwendung. Da diese Handhabung nicht immer ganz bequem ist, sollte versucht werden, den Tastkopf mit den Zusätzen in einem Gehäuse zu vereinen.

## Schaltung

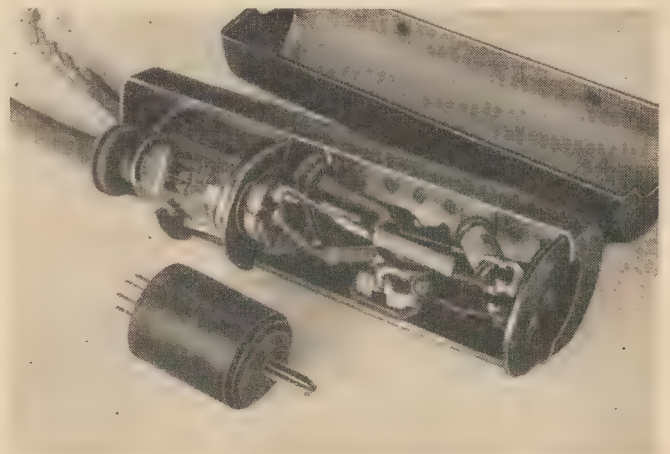
Die zum Aufbau des Gerätes verwendete Schaltung ist bereits bekannt [1]. Die in ihr verwendete Kristalldiode wurde durch eine EAA 91 ersetzt. Zwar könnte bei Verwendung einer Germaniumdiode der Tastkopf kleiner ausgeführt werden, jedoch ist dann die Belastung des Meßobjektes größer. Die angegebenen Daten sind übernommen worden; lediglich die Eingangskapazität könnte sich durch den veränderten Aufbau verändert haben. Durchgeführte Messungen ergaben für die Eingangskapazität  $C_E$  des Tasters einen Wert von 12 pF.

Die im Bild 1 angegebenen Frequenzbereiche beziehen sich auf Verwendung des Tastkopfes in Verbindung mit einem „Oszi 40“. Der für den Tastkopf vertretbare Frequenzbereich geht nach [1] bis zu 6 MHz.

## Aufbau

Der Aufbau des Tastkopfes erfolgte in einem 35 × 50 × 130 mm großen Blechgehäuse. Dieses

**Bild 3: Ansicht des Tastkopfes (geöffnet)**



Die Stromversorgung erfolgt aus dem Oszillografen. Es werden Anodenspannung, Heizspannung und Masse zum Tastkopf geführt. Am Tastkopf wird zu diesem Zweck durch eine Bohrung in einer der Schalen ein Dreifachkabel herausgeführt. Die Zugentlastung wurde durch Knotenbildung des Dreifachkabels im Tastkopfinnenen erreicht.

Das Koaxialkabel wurde mit seinem Abschirmmantel an den Blechstreifen gelötet und ist so in der Lage, Zugbelastungen sicher aufzunehmen.

Die Umschaltung erfolgt durch Umstecken der Tastkopfspitze. Zu diesem Zweck befindet sich an der Tastspitzenseite des Gehäuses eine 7-polige Miniaturröhrenfassung, in welche

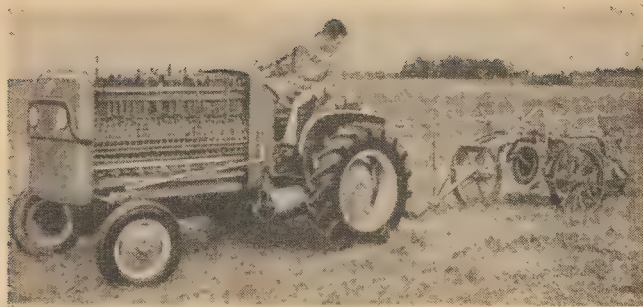
1 mm starke Federbronze Stäbchen gesteckt, so daß sie etwa 15 mm auf der Röhrenseite der Fassung herausragen. Nach Ausrichtung der Stäbchen werden sie mit den Fahnen der zugehörigen Kelchfedern verlötet. Als letztes entsteht die im Bild 1 erkennbare Brücke zwischen den Federn 3 und 5.

Bei diesem Stecker, der einem Röhrensockel sehr ähnlich sieht, wird dann noch der im Inneren des Gehäuses vorhandene Hohlraum durch Vergießen mit einem Kunstharz verschlossen. Notfalls eignet sich hierzu auch Duosan, jedoch ist dieses Verfahren sehr langwierig, da immer nur 1 bis 2 mm Gehäusehöhe vergossen werden können. Diese Schicht muß dann erst einmal austrocknen. Selbstver-



# Brennstoffelemente und Bioelemente

Ing. FRITZ MEUSEL und HANS-JOACHIM RICHTER



Traktor mit 1008 Brennstoffelementen

Tragbare elektronische Geräte, wie z. B. Transistorempfänger, Funksprechgeräte kleiner Leistung und elektrische Uhren benutzen meistens elektrochemische Stromquellen. Dasselbe gilt auch für elektrische Anlagen in einsamen Gegenden, an schwer zugänglichen Stellen und überall dort, wo eine Speisung aus dem Netz nicht möglich ist. Die Lebensdauer dieser Stromquellen ist begrenzt durch den Zerfall einer der Elektroden infolge chemischer Reaktion mit dem Elektrolyten. Dieser Zerfall tritt auch ohne Stromentnahme ein, so daß auch bei begrenzter oder sehr seltener Stromentnahme die Lebensdauer durch natürliche Alterung begrenzt ist.

Neue Erkenntnisse auf dem Gebiet der Stromquellenforschung führten zur Entwicklung von Brennstoffelementen und Bioelementen. Diesen haftet der oben erwähnte Nachteil des Elektrodenverbrauchs nicht an. Dadurch können große Mengen wertvoller Metalle eingespart werden, und die Arbeiten für Pflege und Ersatz werden weitgehend verringert.

## Brennstoffelemente

### Allgemeines

Vor über einem Jahrhundert führte ein Engländer, Sir William Grove, ein Brennstoffelement vor, das auf Wasserstoff und Sauerstoff basierte. Bis vor kurzer Zeit geschah nichts, um Brennstoffelemente weiter zu entwickeln. Woran lag das? Darauf gibt es mehrere Antworten: Energiequellen waren billig und in ausreichender Menge vorhanden, und die gegenwärtigen Energiesysteme konnten den Bedarf decken. Mittel und Materialien zur Vervollkommenheit der Brennstoffelemente fehlten allerdings.

Wie und warum hat sich dieses Bild in den letzten 15 Jahren geändert? Wir haben erkannt, daß unsere auf Fossilien beruhende

Brennstoffversorgung nicht unerschöpflich ist. Die Möglichkeiten der Erschöpfung der Brennstoffvorräte rückt durch die starke Zunahme der Weltbevölkerung in größere Nähe. Außerdem werden immer neue Anwendungsmöglichkeiten für elektrische Energie gefunden. Die Möglichkeit der Beschaffung verbesserter Materialien hat zu dieser Aktivität auf dem Gebiet der Brennstoffelemente beigetragen, den stärksten Impuls lieferten aber zweifellos militärische und Weltraumfragen.

### Vorteile

Einige Vorteile der Brennstoffelemente werden das gesteigerte Interesse dafür verständlich machen. Der Wirkungsgrad der Brennstoffelemente liegt bei etwa 70%. Vergleicht man dagegen die erreichbaren Wirkungsgrade von Benzin- und Dieselmotoren oder Dampfmaschinen, die zwischen 25 und 30% bzw. 40% liegen, so ist der Vorteil der Brennstoffelemente offensichtlich. Brennstoffelemente haben keine bewegten Teile, außer für Kontrollorgane. Sie erzeugen keine unangenehmen Dämpfe, arbeiten geräuschlos und können — theoretisch — in jeder Größe und Kapazität gebaut werden. Für einige Typen sind geringe Herstellungskosten zu erwarten, da keine genauen Fertigungstoleranzen erforderlich sind. Sie sind unempfindlich, erfordern ein Minimum an Unterhalt und haben einen gleich guten Wirkungsgrad bei allen Baugrößen und benutzen außerdem normale Brennstoffe.

Die elektrochemische Umsetzung liefert bei einigen Typen Wasser, das zum Trinken benutzt werden kann. Dies ist vor allem für den Weltraumflug sehr wichtig. Die Kraftanlage braucht nicht an einem Ort konzentriert zu sein, dadurch ergibt sich eine größere Flexibilität in der Konstruktion. Wenn keine Belastung angeschlossen ist, wird keine Energie verbraucht.

### Nachteile

Nicht sämtliche Systeme haben die aufgezählten Vorteile. Die Bedürfnisse des Verbrauchers bestimmen die Wahl des Systems. Selbstverständlich haben Brennstoffelemente auch Nachteile: Sie können — wenigstens zur Zeit — keine großen Energien liefern. Einige Systeme erfordern einen großen Aufwand an zusätzlichen Einrichtungen für ihren Betrieb. Es kann nur Gleichstrom erzeugt werden, der, wenn nötig, erst durch Umformer in Wechselstrom umgeformt werden muß. Die Kosten einiger Systeme sind zum Teil sehr hoch, so daß sie nur für Sonderzwecke verwendet werden können.

### Was ist ein Brennstoffelement und wie arbeitet es?

Das Brennstoffelement kann als eine elektrochemische „Vorrichtung“ bezeichnet werden, die chemische Energie direkt in elektrische Energie umwandelt. Es ist ein Primärelement, wobei Brennstoff und Oxidator außerhalb aufbewahrt und dem Element nur bei Bedarf zugeführt werden. Der Wärmekreislauf ist ausgeschaltet, wodurch der hohe Wirkungsgrad der Brennstoffelemente zustande kommt (Bild 1). Sie unterliegen nicht der Carnot-Begrenzung wie die heutigen Wärmekraft-

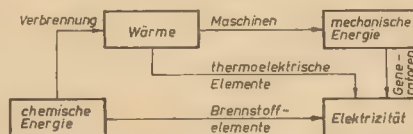


Bild 1: Weg der Umsetzung von chemischer Energie in elektrische Energie (bei Brennstoffelementen entfällt die Wärmeezeugerstufe)

maschinen. Dieses Grundgesetz der Thermodynamik besagt, daß nur ein geringer Teil der zur Verfügung stehenden Wärme bei technisch möglichen Temperaturen in mechanische oder elektrische Energie umgeformt werden kann. Ungefähr der doppelte Betrag an nutzbarer Energie kann aus einem Quantum Brennstoff gewonnen werden gegenüber einer Verbrennung desselben Quantums in einer der zur Zeit wirkungsvollsten Wärmekraftanlagen. Brennstoffelemente enthalten außer den Betriebsstoffen zwei Elektroden, eine Anode (positiv) und eine Katode (negativ) sowie einen Elektrolyten als elektrochemische Verbindung zwischen den Elektroden. Katalysatoren werden gebraucht, um die Reaktion einzuleiten. Die Elektroden dienen als mechanische Einrichtung, um die Reaktanten mit dem Elektro-

### Fortsetzung von Seite 177

ständig muß die Tastspitze zum Abbinden in eine Fassung gesteckt werden, da sonst die Stifte nachträglich erst mühselig nachgebogen werden müssen.

Die so entstandene 5-stiftige „Taströhre“ kann nur in drei verschiedenen Stellungen in den Tastkopf gesteckt werden und übernimmt somit die Umschaltung. Entsprechende Markierungen schützen vor Fehlschaltungen bei der Wahl der drei Möglichkeiten.

Die zur Herstellung der Tastspitze angegebene Technologie eignet sich auch zur Herstellung

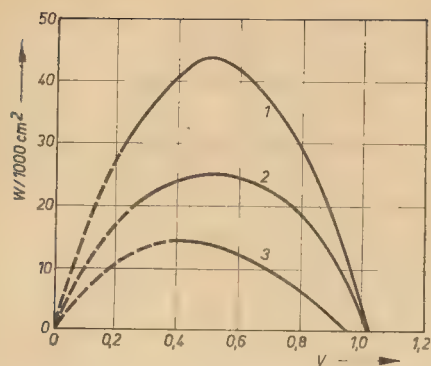
von vorzüglichen Mehrfachsteckverbindungen unter Verwendung von Röhrenfassungen.

Der Aufbau des Tastkopfes muß möglichst kapazitätsarm erfolgen, die Kapazität  $C_E$  ist dann fast nur durch die Schaltkapazität gegeben.

### Literatur

- [1] Herrfurth, Joachim: Bauanleitung für einen Tastkopf. radio und fernsehen 10 (1961) H 14 S. 443





**Bild 2:** Vergleich der entnehmbaren Leistung je 1000 cm<sup>2</sup> wirksamer Fläche des Elementes in Abhängigkeit von der Spannung  
 1 — „dünne“ Schwefelmembran in Bromlösung, R = 5,8 Ω/cm<sup>2</sup>  
 2 — „dicke“ Schwefelmembran in Bromlösung, R etwa 10 Ω/cm<sup>2</sup>  
 3 — Alkalizelle mit einer Kaliumhydroxid-Füllung zwischen zwei Anionen-Membranen

lyten in Kontakt zu bringen. Sie wirken als Katalysatoren oder als Katalysatorträger und dienen dazu, den durch die Reaktion erzeugten Strom an die Last abzugeben. Als Elektrodenmaterial werden Silber, Nickel, Palladium, Quecksilber, Platin, Kohle und Rhodium verwendet. Die Anode gibt Elektronen für den äußeren Kreislauf ab, und die Katode liefert Elektronen an den Oxidator. Der Elektrolyt ist nicht nur das Medium für den Ionentransport und die Elektronenisolierung, sondern verhindert auch das Abwandern von Brennstoffgasen von ihren zugehörigen Elektroden, wodurch die Bildung einer explosiven Mischung entstehen kann. Einige der zur Zeit benutzten Elektrolyten sind Kaliumhydroxid, Seewasser, geschmolzene Mischungen von Alkali-Karbonaten, Phosphate, Zirkonate, Alkali-Halide und Ionen austauschende Membranen (Bild 2).

Mindestens zwei Stoffe sind zum Betrieb eines Brennstoffelementes erforderlich; der eine wird als Oxidant, der andere als Reduktant bezeichnet. Einige der zur Zeit benutzten oder vorgeschlagenen Oxidanten sind Sauerstoff, Luft, Chlor und Brom. Als Reduktanten dienen Wasserstoff, Kohlenmonoxid, Naturgas, Methan, Ethan, Kohle, Formaldehyd, Alkohol, Zink, Magnesium, Natrium, Lithium und Ammoniak. Um eine praktisch verwert-

bare Leistungsabgabe zu erzielen, ist es nötig, eine Anzahl von Elementen hintereinander und/oder parallel zu schalten. Das einfachste von allen Brennstoffelementen (Bild 3) verwendet Wasserstoff und Sauerstoff als Betriebsstoff, konzentrierte Alkalilösung als Elektrolyt und Elektroden aus Nickel und Kohle. Sauerstoff wird an der Katode zugeführt und dort durch einen geeigneten Katalysator aktiviert. Er kombiniert mit Wasser und Elektronen vom äußeren Stromkreis und bildet Hydroxyl-Ionen.

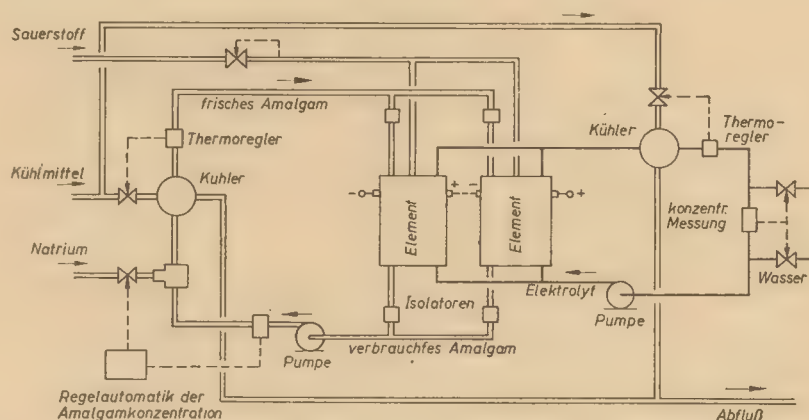
Diese Ionen wandern durch den Elektrolyten zur Anode. Wasserstoff wird an der Anode zugeführt, wo er durch einen geeigneten Katalysator aktiviert wird. Der Wasserstoff reagiert mit den Hydroxyl-Ionen des Elektrolyten und produziert Wasser und Elektronen. Die Elektronen werden an den äußeren Stromkreis abgegeben. Damit die chemische Reaktion vor sich gehen kann, muß eine Last angeschlossen sein. Das heißt aber auch, daß keine chemische Energie verbraucht wird, wenn das Element nicht belastet ist.

Ein 1958 entwickeltes Brennstoffelement lieferte 30 W bei einer Leistung von 11 W/dm<sup>2</sup>.

sehr gefährliche Mischung bilden, die für viele Kraftanlagen ungeeignet ist. So wurde eine Pilot-Anlage für Schiffsantriebe entwickelt, die mit Natrium-Amalgam und Sauerstoff arbeitet. Sie besteht aus fünf hintereinandergeschalteten Elementen, wobei jedes Element eine wirksame Fläche von etwa 1 m<sup>2</sup> hat. Die Leerlaufspannung beträgt etwas über 10 V und die Maximalleistung etwa 16 kW.

Im Jahre 1959 wurde ein Traktor für die Landwirtschaft vorgeführt, dessen Antrieb aus 1008 Elementen bestand, von denen je 9 parallel geschaltet waren und die eine Leistung von 15 kW lieferten (Kopfbild).

Eine in eine Rakete eingebaute Brennstoffbatterie vom Wasserstoff-Sauerstoff-Typ wurde 1000 km hochgeschossen und nach 30 Minuten unter zum Teil Weltraumflugbedingungen unversehrt geborgen. Bei einem anderen Verfahren wird Wärme direkt in Elektrizität mit einem Wirkungsgrad von 50% umgewandelt. Dabei bewirkt zuerst die Wärme die Reaktionsfähigkeit der Chemikalien und durch Abkühlung wird die Elektrizität gewonnen. Die Wärme regeneriert die Chemikalien, und der Kreislauf setzt sich fort, so daß



**Bild 4:** Vereinfachtes Strömungsdiagramm einer Natrium(Amalgam)-Sauerstoff-Batterie

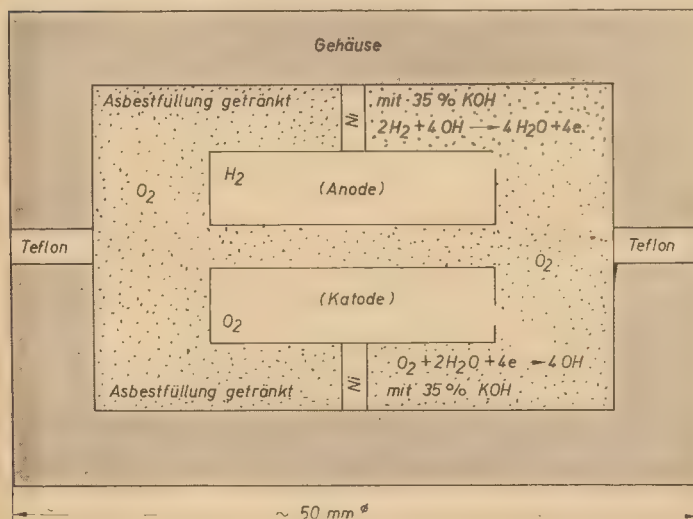
### Praktische Ausführungen

Neben der Grundlagenforschung befaßte man sich auch mit dem Bau einiger sehr wirkungsvoller Anlagen des Sauerstoff-Wasserstoff-Typs. Es wird aber auch an anderen Typen gearbeitet, da Sauerstoff und Wasserstoff eine

eine laufende Erzeugung elektrischer Energie stattfindet. Als Wärmequelle könnte sowohl die Sonne als auch ein Atomreaktor dienen (Bild 4). Von einem anderen Brennstoffelement wird eine Spannung von 2 V bei einer Stromdichte von 200 bis 250 mA/cm<sup>2</sup> genannt. Bild 5 zeigt die Entladekurven von Natrium-Chlor- und Natrium-Brom-Brennstoffelementen. Brennstoffelemente arbeiten je nach Ausführung mit Temperaturen von weit unter 0 °C bis zu 1000 °C bei normalem Luftdruck und bis zu mehreren Atmosphären Überdruck.

### Bioelemente

Ebenso wie die Brennstoffelemente haben auch Bioelemente große Vorteile gegenüber den konventionellen elektrochemischen Elementen. Sie geben keine Wärme ab, was z. B. beim Betrieb im Kosmos sehr wichtig sein kann. Ihre Lebensdauer ist wesentlich größer als die der elektrochemischen Elemente. Da Bioelemente mit Stoffen verschiedenen organischen und anorganischen Ursprungs betrieben werden können, kann man sich vorstellen, welch weites Anwendungsgebiet sich ihnen für die Stromversorgung von Leuchtfeuern, Raum-



**Bild 3:** Querschnitt eines Wasserstoff-Sauerstoff-Brennstoffelementes (Fa. Electro-Optical-System)



schiffen, Bergwerksanlagen und Schiffen erschließt.

Allerdings sind augenblicklich die Bioelemente nur Experimentalkonstruktionen von geringer spezifischer Leistung. Man erreicht eine Stromdichte von einigen Milliampere je Quadratzentimeter. Werden z. B. die Elektroden mit Mikroorganismen bedeckt, so erhöht sich die Stromdichte. Mit der Auswahl entsprechender Materialien und verbesserten Konstruktionen hofft man auf eine baldige praktische Anwen-

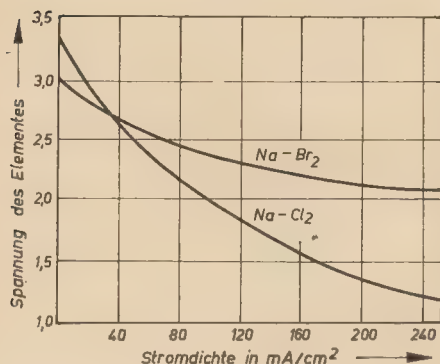


Bild 5: Entladekurven von Natrium-Chlor und Natrium-Brom-Brennstoffelementen

dung. Man rechnet damit, daß als Brennstoff für biochemische Batterien mit gutem Erfolg Kohlenwasserstoffe, Fettsäuren, Alkohole und Harnstoffe verwendet werden können. Geeignete Oxidatoren sind Nitrate, Sulfate und Karbonate. Als notwendige biologische Faktoren können Bakterien oder Fermente benutzt werden. Die Erzeugung des elektrischen Stromes in Bioelementen kann durch mittelbare oder unmittelbare Mitwirkung von Bakterien erfolgen. Darum teilt man nach den ablaufenden Prozessen die Bioelemente in zwei Arten ein.

### 1. Indirekte Mitwirkung

Die Bakterien erzeugen ein elektroaktives „Zwischenmaterial“. Etwa so, wie Wasserstoff oder Sauerstoff im Verlaufe zahlreicher biologischer Prozesse frei werden. Diese elektroaktiven Stoffe — Gase — gehen auch eine elektrochemische Reaktion mit dem Elektrolyten ein. Ebenso wie in gewöhnlichen elektrochemischen Elementen durch verschiedene Eigenschaften der Metalle ein Potentialunterschied entsteht, kann man auch einen Potentialunterschied zwischen verschiedenen Gasen erhalten. Beim Zusammenbringen der elektroaktiven Gase Wasserstoff und Sauerstoff mit einer schwachen Lösung einer schwefligen Säure erhält man eine EMK von etwa 2 V. Da die Bakterien das elektroaktive Zwischenmaterial erzeugen — Wasserstoff oder Sauerstoff — nennt man diese Art der Stromerzeugung die indirekte Art.

### 2. Direkte Mitwirkung

In Bioelementen des zweiten Typs, wo die Bakterien unmittelbar an der Reaktion teilnehmen, besteht ein aktives Zwischenmaterial nur eine ganz kurze Zeit. Beide Reaktionen (die biochemische und die elektrochemische) verlaufen gleichzeitig. In diesem Falle befinden sich Betriebsstoff und Bakterien oder Fer-

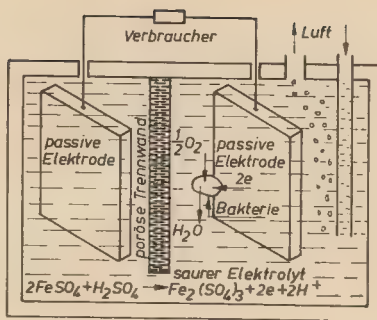


Bild 6: Schematische Darstellung eines Bioelementes

mente in je einer von zwei Abteilungen des Elementes. Infolge der Anwesenheit des Elektrolyten beginnen die Bakterien die elektrochemische Reaktion.

Einige Spezialisten stellen sich den Mechanismus der Stromerzeugung in Bioelementen folgendermaßen vor: Sie sagen, daß Bakterien nicht auf feste Nahrung angewiesen sind, sondern elektrische Ladungen als „Nahrung“ benutzen können. Einen Schnitt durch ein biochemisches Element, in welchem die Bakterien Elektronen „verzehren“, ist schematisch im Bild 6 gezeigt. Das Element besteht aus einem Gefäß, das durch eine poröse Scheidewand in

zwei Abteilungen geteilt ist. Jedes Abteil enthält eine inaktive — sich nicht verbrauchende — Elektrode. Als Elektrolyt dient eine schwache Lösung schwefliger Säure. Ein anorganischer Stoff (Eisenvitriol) reagiert mit der Lösung des Elektrolyten, wodurch Elektronen und Wasserstoff frei werden.

Das Eisen geht vom zweiwertigen in den dreiwertigen Zustand über, wobei zwei Elektronen frei werden. Indem die Bakterien Elektronen „verzehren“, verwandeln sie Sauerstoff und Wasserstoffionen in Wasser.

Werden die Elektroden durch eine Leitung miteinander verbunden, so fließt ein Strom, und die Bakterien „ernähren“ sich gewissermaßen durch Elektronen.

Die über diese neuartigen Stromquellen gemachten Angaben sind teilweise sehr lückenhaft, da oftmals patentrechtliche und militärische Gründe die genaueren Angaben verbieten. Man erwartet jedoch, daß Brennstoff- und Bioelemente eine zunehmende Verbreitung finden werden.

### Literatur

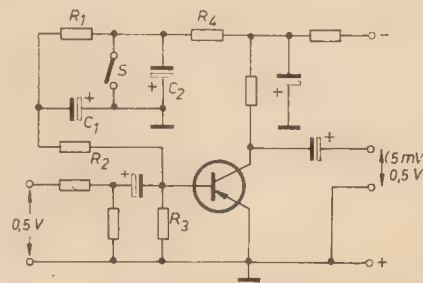
- [1] Smedley, B. Ruth: Fuel Cells — A Status Report. Electronic Industries No. 6, Juni 1962
- [2] Erschow, W.: Bakterien erzeugen Elektroenergie. Radio 39 (1963) H. 2 S. 23

## Elektronische Umblendung von Tonspannungsquellen

Vielfach ist es notwendig, Lautsprecheranlagen bei laufender Musikübertragung für Sprachdurchsagen zu verwenden. Eine plötzliche Unterbrechung der Musikedarbietung ebenso wie das Wiedereinschalten mit voller Lautstärke wird meistens als unschön empfunden. Der Vorgang: 1. Musik ausblenden, 2. Mikrofon einblenden, 3. Durchsage, 4. Mikrofon ausblenden, 5. Musik einblenden, ist kompliziert und erfordert zahlreiche Handgriffe. Außerdem wird die Schaltung der Anlage unübersichtlich, wenn mehrere Sprechstellen vorhanden sind.

Deshalb entwickelte Telefunken das Regelglied Ela V 605. Das Bild zeigt die Prinzipschaltung. Hier wird die dem Transistor eigentümliche Erscheinung ausgenutzt, daß seine Steilheit und damit die Verstärkung dem Kollektorstrom proportional ist. Der Kollektorstrom wird in der hier verwendeten Emitterschaltung mit Hilfe der Basisspannung in der gewünschten Weise beeinflusst. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß die Spannungsverstärkung maximal Eins wird. Sie tritt bei geöffnetem Kontakt S (Bild) auf. Wird der Kontakt S geschlossen, so sinkt die Basisgleichspannung mit einer durch die Widerstände  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  und den Kondensator  $C_1$  gegebene Zeitkonstante auf Null ab. Dadurch sinkt die Verstärkung. Zwischen Eingang und

Ausgang ergibt sich eine Dämpfung von 40 dB. Nach der Durchsage wird S wieder geöffnet, und die Verstärkung steigt an. Die Einschwingzeit ist nun gegeben durch die



Prinzipschaltung des Transistorregelgliedes Ela V 605 von Telefunken

Größe von  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_3$ ,  $C_1$  sowie  $R_4$  und  $C_2$ . Die Verzerrungen des Regelgliedes betragen bei einem Pegel von 500 mW etwa 0,5%, bei einer Dämpfung von 40 dB etwa 2%.

Da bei einer automatischen Umblendung das Regelglied mit Relais zusammenarbeitet, wurde es ebenfalls als Steckeneinheit ausgeführt.

Nach Telefunken-Unterlagen



## Vorläufige Kenndaten der Si-pnp-Legierungstransistoren OC 920 bis OC 923

(Fortsetzung aus Heft 5)

Dynamische Werte ( $\vartheta_a = 25^\circ\text{C} - 5 \text{ grad}$ )

	Maxi- mal- wert	Mit- tel- wert	Mini- mal- wert	Einstellwerte			Prü- fung
				Meßfre- quenz in kHz	$-U_{CB}$ in V	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA
$f_a$ in MHz	3	1,03	0,3		6		1
$h_{ste}$	25	12	8	1		6	1
$h_{11e}$ in $k\Omega$	0,9	0,4	0,20	1		6	1
$h_{11e}$ in $1 \cdot 10^{-4}$	6	1,6	1,0	1		6	1
$h_{21e}$ in $\mu S$	50	20	10	1		6	1
$r_{BB'}$ in $\Omega$	50	37	30	5000		6	1
$C_C$ in pF	50	26	20	5000		6	1
$C_C$ in pF	130	101	75	5000		1	25
$\tau_r$ in $\mu s$	1,4	1,2	0,9		$6 \dots U_{CESat}$	$I_{CER} \dots 50$	1
$\tau_s$ in $\mu s$	2,8	2,3	1,5		$U_{CESat}$	50	1
F in dB	15	6		1,2		1	0,5

$\tau_r$  und  $\tau_s$  entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maxi- mal- wert	Mit- tel- wert	Mini- mal- wert	$\beta \cdot I_B$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prü- fung
				$I_{C \text{ schalt}}$			
$t_r$ in $\mu s$	3,0	2,5	2,1	1	$6 \dots U_{CEO}$	$I_{CER} \dots 50$	1
$t_f$ in $\mu s$	1,0	0,8	0,65	3	$6 \dots U_{CESat}$	$I_{CER} \dots 50$	1
$t_g$ in $\mu s$	3,1	2,6	1,6	3	$6 \dots U_{CESat}$	50	1

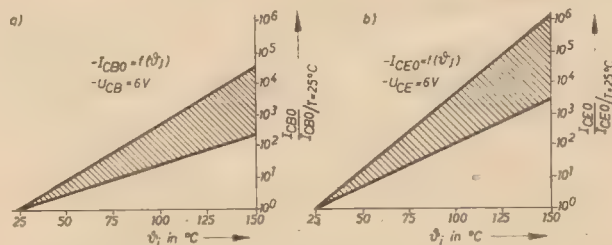


Bild 2: Temperaturabhängigkeit der Restströme

OC 923 Si-pnp-Legierungstransistor mit höherer Stromverstärkung und höherer Grenzfrequenz für hochwertige NF-Stufen und für Schaltstufen mit niedriger Betriebsspannung

Grenzwerte

$-U_{CE \max} = 10 \text{ V}$  bei  $\vartheta_a = 25^\circ\text{C}$   
 $U_{BE \max} = 6 \text{ V}$  bei  $\vartheta_a = 25^\circ\text{C}$   
 $I_{C \max} = 50 \text{ mA}$   
 $P_{V \max} = 250 \text{ mW}$  bei  $\vartheta_a = 45^\circ\text{C}$   
 $\vartheta_{j \max} = 150^\circ\text{C}$   
 $\vartheta_s \max = -40 \dots +120^\circ\text{C}$

Statische Werte ( $\vartheta_a = 25^\circ\text{C} - 5 \text{ grad}$ )

	Maxi- mal- wert	Mit- tel- wert	Mini- mal- wert	Einstellwerte			Prü- fung
				$-U_{CE}$ in V	$I_B$ in mA	$-I_C$ in mA	
$-I_{CEO}$ in $\mu A$	0,1			6			A
$-I_{CEO}$ in $\mu A$	2,0			10			A
$-I_B$ in $\mu A$	100	37	20	6		1	T
$-I_B$ in mA	8	4,4	3	1		50	T
$-U_{BE}$ in mV	600	550	520	6		1	T
$-U_{BE}$ in mV	1000	872	800	1		50	T
$-U_{CE}$ in V	1,2	1			50		T
$-U_{CESat}$ in V	0,5	0,3				50	I

Dynamische Werte ( $\vartheta_a = 25^\circ\text{C} - 5 \text{ grad}$ )

	Maxi- mal- wert	Mit- tel- wert	Mini- mal- wert	Einstellwerte			Prü- fung
				Meßfre- quenz in kHz	$-U_{CB}$ in V	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA
$f_a$ in MHz	10	5	3		6		1
$h_{ste}$	70	27	20	1		6	1
$h_{11e}$ in $k\Omega$	1,8	0,84	0,55	1		6	1
$h_{11e}$ in $1 \cdot 10^{-4}$	6	3	2	1		6	1
$h_{21e}$ in $\mu S$	150	72	20	1		6	1
$r_{BB'}$ in $\Omega$	100	66	40	5000		6	1
$C_C$ in pF	70	38	30	5000		6	1
$C_C$ in pF	250	180	150	5000		1	25
$\tau_r$ in $\mu s$	1,1	0,9	0,7		$6 \dots U_{CESat}$	$I_{CER} \dots 50$	1
$\tau_s$ in $\mu s$	3,0	2,0	1,4		$U_{CESat}$	50	1
F in dB	15	6		1,2			0,5

$\tau_r$  und  $\tau_s$  entsprechen folgenden direkt gemessenen Schaltzeiten für Stromsteuerung in Emitterschaltung:

	Maxi- mal- wert	Mit- tel- wert	Mini- mal- wert	$\beta \cdot I_B$	$-U_{CE}$ in V	$-I_C$ in mA	Prü- fung
				$I_{C \text{ schalt}}$			
$t_r$ in $\mu s$	2,3	1,9	1,6	1	$6 \dots U_{CEO}$	$I_{CER} \dots 50$	1
$t_f$ in $\mu s$	0,75	0,6	0,5	3	$6 \dots U_{CESat}$	$I_{CER} \dots 50$	1
$t_g$ in $\mu s$	3,25	2,2	1,6	3	$6 \dots U_{CESat}$	50	1



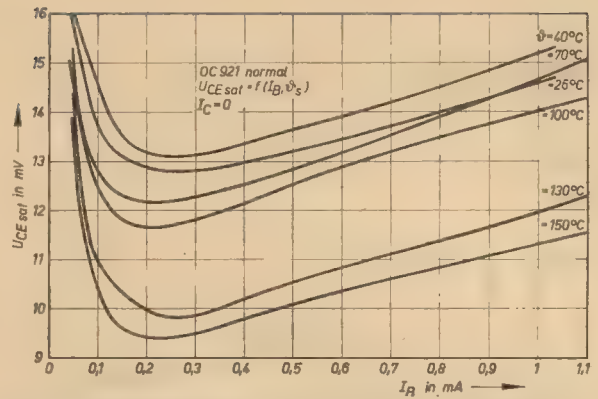
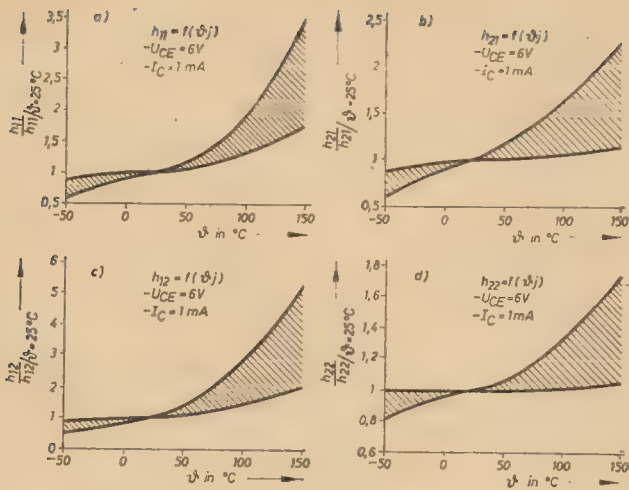


Bild 8: Sättigungsspannung bei  $I_C = 0$  mit der Temperatur als Parameter

◀ Bild 3: Temperaturabhängigkeit der h-Parameter

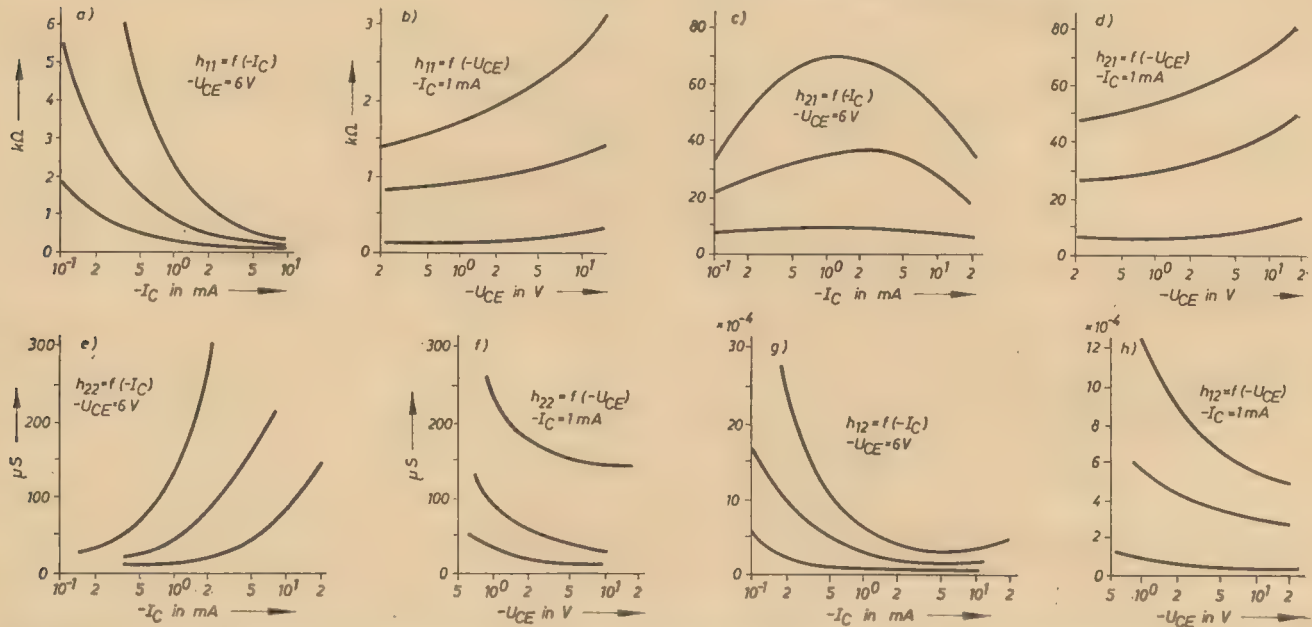


Bild 4: Arbeitspunktabhängigkeit der h-Parameter. Die Kurven entsprechen einem Exemplar innerhalb der Toleranzgrenzen sowie den vorläufigen Grenzexemplaren

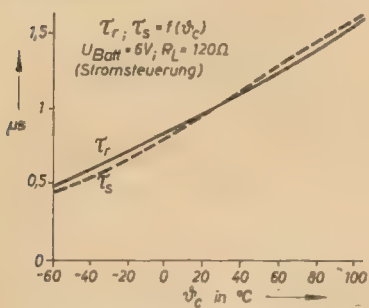


Bild 5: Temperaturabhängigkeit der Schaltzeitkonstanten

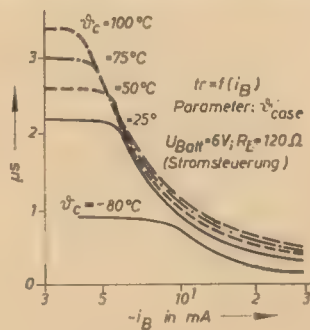


Bild 6 (Mitte): Anstiegszeit als Funktion der Aussteuerung mit der Temperatur als Parameter

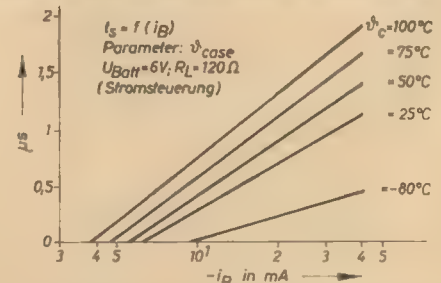


Bild 7: Speicherzeit als Funktion der Übersteuerung mit der Temperatur als Parameter

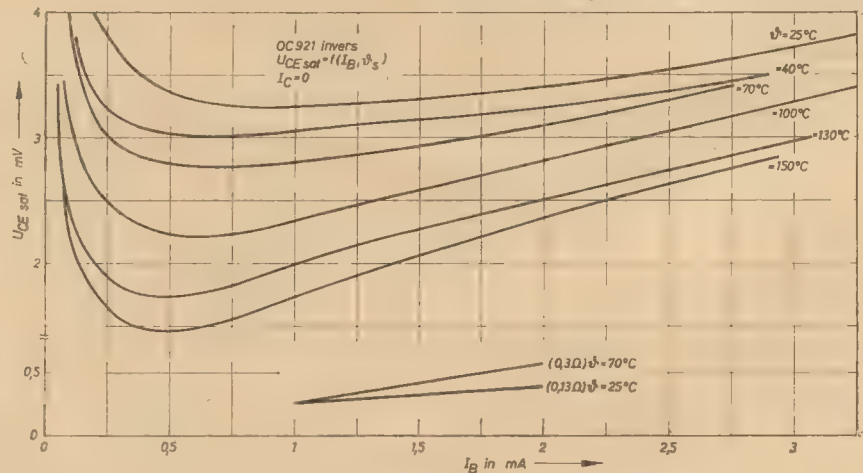


Bild 9: Sättigungsspannung bei  $I_C = 0$  mit der Temperatur als Parameter



## Rationalisierung der Fernsehreparaturwerkstatt

### Senkung der Materialkosten

Bei Reparaturen von TV-Empfängern ist der Materialeinsatz in vielen Fällen gering. Da der Reparateur ohnehin nur defekte Bauelemente wechselt, läßt sich der Materialbedarf auf der Verbraucherseite nicht lenken, sondern ist von den gegebenen Umständen abhängig. Auf dieser Seite ist also keine Einsparung möglich. Kleinmaterial sollte in großem Sortiment gehalten werden. Dagegen ergibt sich bei wertintensiven Teilen die Möglichkeit, den Bestand durch Typenbereinigung zu senken. Als Beispiel kann der Zeilentrafo vom „Rafena-Patriot“ angeführt werden. Dieses Bauteil ist für „Patriot“, „Dürer“, „Cranach“ und „Derby“ gleichermaßen verwendbar (umgekehrt nicht). Statt vier Zeilenträfos reicht ein Exemplar als Lagerbestand aus. Bei anderen Teilen bestehen ähnliche Situationen. Ist also ein Bauteil für mehrere Gerätetypen verwendbar, sollte nur dieses eine Teil als Lager liegen.

Für den Hersteller von TV-Empfängern wäre es eine lohnende Aufgabe, Ersatzteile für nicht mehr in der Produktion befindliche Geräte herzustellen, die universell verwendbar sind. Hierunter lassen sich einordnen: Ablenk-systeme, Zeilenträfos, Bildkippträfos, Bildausgangsträfos, Tonträfos, Netzträfos. Viele dieser Bauteile sind elektrisch identisch, der mechanische Aufbau jedoch variiert. Hier gilt es einen Weg zu finden, der verschiedene Varianten in einen neuen Typ vereinigt, der nur als Ersatzteil gefertigt würde. Besonders wich-

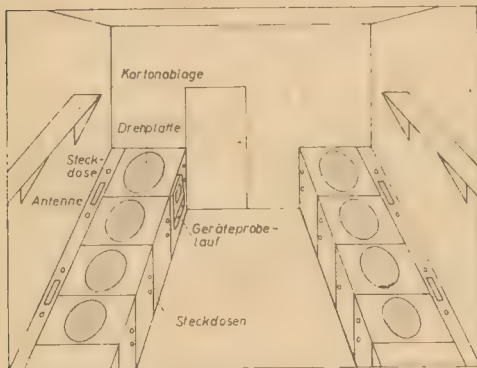


Bild 1: Werkstatteinrichtung mit zwei Arbeitsbänken für Gruppenarbeit

tig ist diese Ordnung bei Orion-Geräten. Für sie gibt es eine Vielzahl Zeilenträfos, die elektrisch fast alle identisch sind. Zerlegbare Bauteile (z. B. Zeilenträfos) brauchen nicht immer als komplette Bausteine ausgewechselt zu werden. Vielfach ist der Ersatz bestimmter Einzelteile möglich. Diese Überlegungen sollten die Lagerhaltungskosten zu senken.

### Verminderung der Lohnkosten

Die Arbeitszeit eines Reparaturmechanikers kann wie folgt grob aufgliedert werden:

1. Fehlersuche
2. Bauteilwechsel
3. Wartungsarbeiten
4. Endprüfung
5. Nebenarbeiten (Aus- und Einpacken, Transport der Geräte u. a.).

Im allgemeinen werden alle diese Arbeitsgänge von einem hochqualifizierten Fachmann ausgeführt, obwohl nur die Fehlersuche und die Endprüfung seinen Fähigkeiten angemessen sind. Viele Arbeitsgänge können dagegen von Hilfskräften ausgeführt werden, nämlich 2, 3 und 5. Dadurch läßt sich die Kopfleistung bei verminderten Lohnkosten halten, d. h., es werden mit Hilfskräften und einem qualifizierten Fernsehmechaniker genau so viel TV-Empfänger repariert, wie mit einer Gruppe, die nur aus Fernsehmechanikern besteht. Bei einem versierten Fachmann dauert die Fehlersuche im allgemeinen nicht lange. Sie kann überdies durch geeignete Prüfmethode und speziell angefertigte Prüfmittel wesentlich verkürzt werden. Auch sogenannte „Standardfehler“ gehören bald zum festen Repertoire jedes Fachmannes. Zeitraubend dagegen bleiben die reinen manuellen Arbeiten wie Transport, Aus- und Einpacken, Bildröhrenwechsel, Bildröhrenputzen, Zeilenträfowechsel, Chassis-ausbau usw. Diese Arbeiten verlangen keine so hohe Qualifikation wie die Fehlersuche und können ohne weiteres Hilfskräften übertragen werden. Denkbar wäre auch, daß Hilfskräfte einfache und eindeutige Prüfgänge beherrschen lernen und sie auf Anweisung der Fachkraft zur Fehlerermittlung anwenden, so daß für den Fernsehmechaniker nur noch die Ermittlung schwieriger Fehler und die Endprüfung verbleiben.

Die Zusammensetzung der Gruppe richtet sich nach der Qualifikation der Helfer. Die Zusammenarbeit von einem Fernsehmechaniker, einem Rundfunkmechaniker und einem angeleiteten Helfer bewährt sich immer bei Werkstätten mit großem Gerätedurchlauf. Außerdem hilft die Gruppenarbeit über den Mangel an versierten Fachleuten hinweg.

### Wirtschaftliche Aufteilung der Werkstattfläche

Optimale Raumaufteilung bringt wirtschaftlichen Nutzen. Die wichtigsten Forderungen sind:

1. kürzester Transportweg für Reparaturgeräte zum Arbeitsplatz und zur Lagerung;
2. keinen oder nur kurzen Transportweg der Reparaturgeräte während der Bearbeitung (Reparatur, Probelauf);

3. schnelle Ablage des Transportmaterials (Decken, Kartons);
4. schnelle Anschlußmöglichkeit für ausgebaute Chassis.

Die Bilder 1 und 2 veranschaulichen eine günstige Raumaufteilung für eine Gruppe, wie sie im vorhergehenden Abschnitt beschrieben wurde. Die Anzahl der Geräteanschlußplätze kann gleich der Tagesleistung dieser Gruppe gewählt werden. Für jedes Gerät ist ein fester Platz vorgesehen. Er besteht aus einer robusten Drehplatte, zwei Netzsteckdosen, einem Antennenanschluß und einem Beobachtungsspiegel. Einige Tischplatten sind abnehmbar, damit Standgeräte auf die untere Abstellfläche gestellt werden können. Zur Arbeitserleichterung kann die untere Abstellfläche, auf Rollen gelagert, nach vorn herausziehbar sein. Hier können auch Geräte stehenbleiben, für die Ersatzteile fehlen oder die Probe laufen müssen. Über den Arbeitsplätzen befindet sich die Ablage für Kartons und Transportmaterial sowie Rückwände und Bodenplatten.

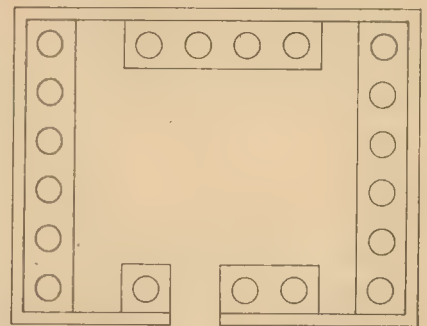


Bild 2: Mögliche Arbeitsplatzanordnung für Gruppenarbeit

Ein Platz ist für Chassisreparaturen eingerichtet. Darüber sind statt der Kartonaufgabe zwei Kästen mit Bildröhren (B 43 M 2 und B 53 G 1) angebracht. Andere Typen werden kaum benötigt, da sie in Truhen nicht eingebaut sind (ausgenommen AW 53-20). Die Anschlußkabel für die Röhrenkästen werden auf die Tische heruntergeführt, so daß sich eine leichte Anschlußmöglichkeit für Chassis ergibt. Für den Begleitton ist ein Lautsprecher vorgesehen.

Für die Arbeitskräfte in diesem Raum entfällt die platzgebundene Tätigkeit. Statt dessen verbleiben die Reparaturenempfänger auf den Plätzen, auf die sie gestellt wurden, und die Bearbeiter begeben sich von Gerät zu Gerät. Zeit- und kraftraubende Geräteumsetzungen entfallen hierdurch. Die Geräte werden von Hilfskräften auf die Plätze gestellt, wo sie repariert werden und anschließend Probe laufen. Die Platzanordnung gestattet die Aufteilung der Reparatur nach Schwierigkeitsgrad auf mehrere Arbeitskräfte mit unterschiedlichen Lohngruppen. Durch Wegfall physischer Anstrengungen für die qualifizierte Kraft können Frauen verstärkt eingesetzt werden. Meßmittel sind auf tischhohe Wagen zu montieren, die auch das Werkzeug und Prüfröhren transportieren und den Bearbeiter begleiten. Jeder Wagen ist mit einer Tischlampe versehen, die als Arbeitsplatzleuchte dient.

Karl-Heinz Finke



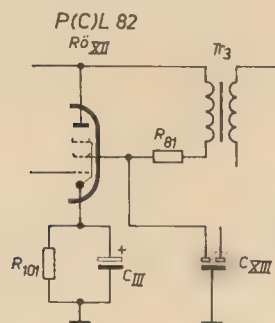
## Bild im unteren Teil umgeklappt

Bei einem TV-Empfänger AT 611 war bei normaler Bildamplitude das Bild im unteren Teil zeitweise umgeklappt.

Wurde die Amplitude verkleinert, so war der Fehler nicht feststellbar.

Da die Ursache auf Grund der Erscheinung nur im Bildkippenteil liegen konnte, wurden die Linearisierungsglieder der Röhre PCL 82 (Rö<sub>XII</sub>) untersucht. Hier konnte jedoch kein Fehler festgestellt werden.

Daraufhin wurde der Schirmgitterkondensator C<sub>XIII</sub> 50 µF näher untersucht und als Ursache ermittelt. Die Anschlußfahne ist bei diesem Elko angenietet und gab nur zeitweise Kontakt. Durch die fehlende Kapazität entstand über



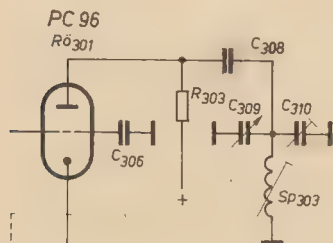
dem relativ großen Schirmgitterwiderstand R<sub>81</sub> 10 kΩ eine Gegenkopplung und bewirkte den Fehler.

Die gleiche Erscheinung tritt übrigens bei den TV-Empfängern „Iris“, „Staßfurt-Patriot“, „Rafena-Patriot“ usw. auf, wenn die Röhre PCL 82 Gitterstrom zieht. Hier ist der Fehler jedoch nicht durch Verändern der Bildamplitude zu beeinflussen.

Rolf Meißner

## Zeitweilige Bauelementefehler beim TV-Empfänger „Start 1“

Das Gerät spielte nach dem Einschalten etwa 10 bis 15 Minuten normal, dann nahm die Leistung langsam ab. Nach ungefähr 30 Minuten war nur noch ein schwaches, verrauschtes Bild vorhanden.



Da sofort ersichtlich war, daß ein typischer Erwärmungsfehler vorlag, wurden zunächst die Röhren des ZF-Verstärkers und Kanalwählers gewechselt, jedoch ohne Erfolg. Nach eingehender Überprüfung stellte sich heraus, daß der Fehler nur noch im Kanalwähler liegen konnte.

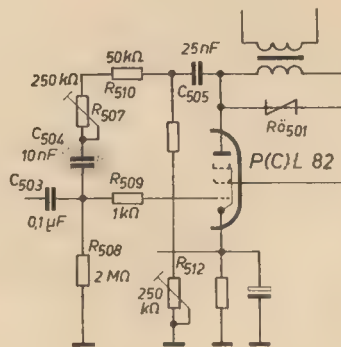
Eine wiederholte Messung der Betriebsspannungen an der PC 96 und PCF 82 ließ keinen Fehler erkennen.

Die Bauelemente des Kanalwählers wurden noch einmal mit dem Rüttelstab abgeklopft. Dabei wurde festgestellt, daß beim Biegen am Widerstand R<sub>303</sub> volle Leistung vorhanden war. Eine nähere Untersuchung ergab, daß der Scheibenkondensator C<sub>308</sub> die Fehlerquelle war. Ein Anschlußdraht haftete nur noch durch den Lacküberzug am Belag. Im kalten Zustand war leitende Verbindung vorhanden, die mit zunehmender Erwärmung langsam aufgehoben wurde. Mit einem neuen Kondensator gleicher Ausführung spielte das Gerät wieder ohne Beanstandung.

Willi Büsch

## Bildverzerrung beim TV-Empfänger „Patriot“ (Rafena)

Bei mehreren Geräten zeigte sich folgender Fehler: Das Bild war im unteren Viertel zusammengedrückt (kurze Beine). Mit den Einstellreglern für die Linearität war kaum eine Verbesserung zu erzielen. Es erschienen dann

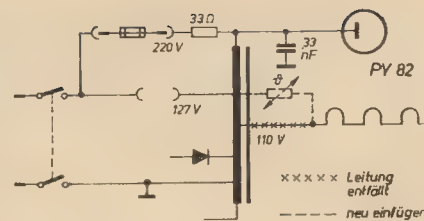


der obere und der untere Bildteil zusammengedrückt, während die Mitte auseinandergezogen war. Eine Überprüfung der Widerstände in der Gegenkopplung zeigte keinen Fehler. Als Ursache wurde schließlich C<sub>504</sub> (10 nF) ermittelt, dessen Isolationswiderstand nachgelassen hatte. Der Fehler wurde bisher bei mehreren Geräten festgestellt. Er zeigte sich mehr oder weniger stark, je nach Größe des Feinschlusses. Mit Hilfe der angegebenen Oszillogramme ließ sich der Fehler nicht ohne weiteres feststellen, da die Abweichungen zu gering waren.

H. E.

## Verbesserung des Heizkreises beim TV-Empfänger „Orion AT 401 A“

Bei diesem Empfänger fehlt im Heizkreis ein Heißeiter. Das hat zur Folge, daß der Heizstrom beim Einschalten des Gerätes sehr hoch ist, so daß sehr oft die PCF 82 im Eingangstuner durchbrennt. Legt man nun einen Heißeiter in den Heizkreis, so reicht meistens die Bildhöhe nicht mehr aus, auch arbeitet der Horizontalgenerator nicht mehr stabil. Man kann sich nun folgendermaßen helfen: Die Heizkette liegt an einer 110-V-Anzapfung des



Trafos. Man legt sie an die 127-V-Anzapfung und fügt einen 15-V-Heißeiter (0,3 A) ein. Die restlichen 2 V können vernachlässigt werden. Man muß den Kunden darauf aufmerksam machen, daß es jetzt etwas länger dauert, bis das Bild kommt.

Herbert Eisbein

## Reparatur defekter Selengleichrichterplatten

Die in vielen Geräten häufig eingesetzten Selengleichrichter fallen oftmals aus, wenn einige Platten durchschlagen. Derartige Durchschlagstellen sieht man als braune oder schwarze Punkte in der aufgespritzten Deckschicht. Normalerweise wird der defekte Gleichrichter weggeworfen und durch einen neuen ersetzt. Bei Spezialausführungen ist der Ersatz oft nicht einfach und bedingt lange Wartezeiten. Ist der ganze Gleichrichter verbrannt, kann man ihn nicht reparieren. Einzelne Schmorstellen lassen sich aber leicht beseitigen. Dadurch ist es möglich, den Gleichrichter zu retten.

Zunächst schraubt man den Gleichrichter auseinander und mißt jede einzelne Platte in beiden Richtungen mit einem Ohmmeter durch. Defekte Platten zeigen auch in Sperrrichtung nur geringe Widerstandswerte (<10 Ω). Mit einem scharfen Messer kratzt man rund um die sichtbaren Schmorstellen vorsichtig etwa 5 mm der Deckschicht ab, ohne die darunterliegende Selenschicht zu beschädigen. Eine nochmalige Widerstandsmessung zeigt, ob die Schicht weit genug entfernt wurde. Sollten die Schmorstellen unter dem Federteller liegen, deckt man sie mit einem Stück Glimmer ab.

Aus beschädigten Platten von Großgleichrichtern (z. B. Schweißgleichrichter) lassen sich kleinere, aber vollwertige Gleichrichterplatten herstellen, wenn es gelingt, aus den unbeschädigten Teilen die gewünschte Plattengröße zu schneiden, ohne die Platte zu verbiegen. Die scharfen Schnittkanten werden mit der Feile gebrochen. Nachdem die zurechtgeschnittenen Platten in der Mitte durchbohrt wurden, entfernt man im Umkreis von 5 mm um die Bohrung die Deckschicht durch Abkratzen. Sind die Platten lackiert, wäscht man in geeigneter Verdünnung den Lack ab. Auch am Rande der Platten muß die Deckschicht etwa 5 mm entfernt werden. Zu diesem Zweck drückt man die Kanten der Gleichrichterplatten auf eine heiße Herd- oder Kocherplatte, bis die Deckschicht erweicht und mit einem Lappen oder Pinsel am Rande abgewischt werden kann. Die richtige Temperatur ist auszuprobieren. Danach wird der Widerstand der Platte in beiden Richtungen kontrolliert. Die benötigten Federteller, Abstandsscheiben und Lötflächen entfernt man defekten Gleichrichtern.

Claus Garbaden



Im folgenden werden drei Schaltungen entwickelt, die den Breitbandübertrager durch zwei einfachere Übertrager ersetzen. Die ersten zwei Schaltungen sind Frequenzweichen mit zwei Abschlußwiderständen, die dritte Schaltung ist ein sogenannter Allpaß und besitzt nur einen Abschlußwiderstand. Dimensionierungsfragen werden genau erläutert.

## Einleitung

Die Forderungen an den Ausgangsübertrager eines NF-Verstärkers sind in den letzten Jahren immer größer geworden. Die Übertragung des gesamten NF-Bandes erfordert bereits ausgeklügelte Wickelverfahren. Bei hochwertigen Verstärkern mit kräftiger Gegenkopplung wünscht man noch viel breitere Bänder, um die Phasenverzerrungen in der Nähe der Grenzfrequenz zu reduzieren. Hier hört aber die Kunst des Trafo-Bauers bald auf, und eine Verbesserung wäre nur durch neue Kernwerkstoffe oder durch bessere Leiter als Kupfer möglich — was heute als unwahrscheinlich bezeichnet werden muß.

Wie akut das Problem ist, ersieht man auch daraus, daß noch heute Zweikanalverstärker und transformatorlose Endstufen gefertigt werden, die einen wesentlich höheren Aufwand erfordern.

Im folgenden wird gezeigt, daß aber noch andere, billige Lösungen möglich sind. Anstelle eines Breitbandtransformators werden zwei Transformatoren benötigt, von denen jeder etwa die Hälfte des gesamten Frequenzbereiches zu übertragen hat. Genauer gesagt: Sind die Bandgrenzen  $f_1$  und  $f_2$  und ist  $f_m$  eine beliebig gewählte feste Frequenz zwischen  $f_1$  und  $f_2$ , so muß der erste Transformator den Bereich von  $f_1$  bis  $f_m$  und der zweite den Bereich von  $f_m$  bis  $f_2$  übertragen. Wird  $f_m$  günstig gewählt, etwa als geometrisches Mittel zwischen  $f_1$  und  $f_2$ ,

$$f_m = \sqrt{f_1 f_2} \quad (1)$$

so ist das benötigte Bandgrenzenverhältnis  $f_{\max}/f_{\min}$  der Ersatztransformatoren

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{f_2}{f_m} = \frac{f_m}{f_1} \quad (2)$$

gleich der Wurzel aus dem Bandgrenzenverhältnis des Breitbandtransformators, wie man durch Einsetzen von Gl. (1) in Gl. (2) leicht erkennt. Beispielsweise kann also ein Übertrager, der das Frequenzband von 10 Hz bis 100 kHz übertragen soll, durch zwei Transformatoren mit einem Bandgrenzenverhältnis von 100 ersetzt werden, der erste hätte dann das Band von 10 Hz bis 1 kHz und der zweite das Band von 1 kHz bis 100 kHz zu übertragen. Es ist klar, daß die Herstellung solcher Ersatztransformatoren überhaupt keine Schwierigkeiten macht.

Betrachtet man den Aufwand der hier zunächst beschriebenen Schaltung im Vergleich zum Breitbandtransformator mit Hochton-Tiefton-Weiche, so hält er sich etwa die Waage. In der erreichbaren Bandbreite jedoch dürfte die folgende Schaltung weit überlegen sein.

## Die Frequenzweiche erster Ordnung und ihre Erweiterung durch Transformatoren

Als Frequenzweiche erster Ordnung werden die beiden Schaltungen Bild 1 a und 1 b bezeichnet. Sie haben den frequenzunabhängigen, konstanten Eingangswiderstand  $R$ , wenn man nur

$$L = R^2 C \quad (3)$$

macht. Ein Verstärkerausgang wird also durch eine solche Schaltung genauso belastet, wie durch einen einzigen, frequenzunabhängigen Widerstand der Größe  $R$ . Im Bild 1 a nimmt der mit  $L$  in Reihe liegende Widerstand die tiefen Frequenzen auf, im Bild 1 b der zu  $C$  parallel liegende Widerstand. Die hohen Frequenzen erhält im Bild 1 a der zu  $C$  in Reihe liegende, im Bild 1 b der zu  $L$  parallel liegende Widerstand. Diese Widerstände können natürlich die Schwingspulen von Lautsprechern sein, die dann entsprechend die tiefen und hohen Töne zugeführt bekommen. Betrachten wir noch die Übergangsfrequenz. Als Übergangsfrequenz  $f_m$  bezeichnet man diejenige Frequenz, bei der die von den Widerständen aufgenommenen Leistungen gerade gleich sind. Bei gleichen Leistungen sind natürlich auch Spannungen oder Ströme gleich, da die Widerstände gleich sind. Im Bild 1 a setzt man deshalb zur Berechnung von  $f_m$  am einfachsten die Beträge der beiden Zweigströme  $\mathcal{I}_L$  und  $\mathcal{I}_C$  gleich:

$$|\mathcal{I}_L| = \frac{|\mathcal{U}|}{\sqrt{(\omega_m L)^2 + R^2}} = |\mathcal{I}_C| = \frac{|\mathcal{U}|}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_m C}\right)^2 + R^2}}$$

was durch Auflösen nach  $\omega_m$  Gl. (4) ergibt:

$$\omega_m = \frac{1}{\sqrt{LC}}; \quad f_m = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4)$$

und im Bild 1 b setzt man für den vorgegebenen Strom  $\mathcal{I}$  die beiden Spannungsabfälle gleich

$$|\mathcal{U}_L| = \frac{|\mathcal{I}|}{\sqrt{\left(\frac{1}{\omega_m L}\right)^2 + \frac{1}{R^2}}} = |\mathcal{U}_C| = \frac{|\mathcal{I}|}{\sqrt{(\omega_m C)^2 + \frac{1}{R^2}}}$$

was durch Auflösen nach  $\omega_m$  ebenfalls Gl. (4) ergibt. Die Gleichungen (3) und (4) reichen zur Bestimmung der Schaltelemente aus. Durch Eliminieren von  $L$  erhält man

$$C = \frac{1}{\omega_m R} \quad (5)$$

und durch Eliminieren von  $C$

$$L = \frac{R}{\omega_m} \quad (6)$$

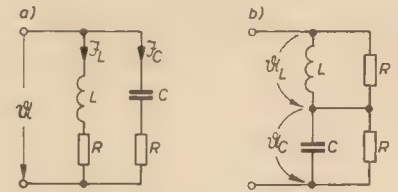


Bild 1: Frequenzweiche erster Ordnung  
a) 1. Variante; b) 2. Variante

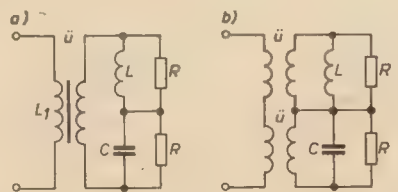


Bild 2: Zur Erweiterung durch Transformatoren  
a) Ausgangsschaltung mit Breitbandtransformator; b) Ausgangsschaltung mit idealen Transformatoren

Nun folgt die Erweiterung der Schaltung im Bild 1 b durch Transformatoren. Bild 2 a zeigt das Bild 1 b unter Einbeziehung eines vorangehenden Breitbandübertragers. Es entspricht also der herkömmlichen Art eines Verstärkerausganges.

Vor der Erläuterung von Bild 2 b benötigen wir noch den Begriff des idealen Transformators. Das Ersatzschaltbild des praktischen Transformators besitzt verschiedene, physikalisch unvermeidliche Schaltelemente: Gegeninduktivität, Streuinduktivität, Kupferwiderstand, Wickelkapazität usw. Abstrahiert man von diesen (notwendigen) Gegebenheiten und läßt nur die Haupteigenschaft des Transformators bestehen, die durch die Gleichungen

$$\frac{\mathcal{I}_1}{\mathcal{I}_2} = \frac{w_2}{w_1}, \quad \frac{\mathcal{U}_1}{\mathcal{U}_2} = \frac{w_1}{w_2} \quad (7a, b)$$

ausgedrückt wird, so entspricht diese Vorstellung dem Begriff des idealen Transformators. Der ideale Transformator erfüllt also die Gleichungen (7a, b) in aller Strenge. Er ist somit verlustlos und frequenzunabhängig. Insbesondere kann er auch Gleichspannungen übertragen. Das Schaltsymbol des idealen Transformators ist aus Bild 2 b ersichtlich, das zwei ideale Transformatoren enthält.

Die Eigenschaften der Schaltung im Bild 2 b ergeben sich sehr einfach, wenn man bedenkt, daß ein idealer Transformator, mit  $\mathcal{I}$  abgeschlossen, genau den Eingangswiderstand  $\mathcal{U} \cdot \mathcal{I}$  ( $\mathcal{U} = w_1/w_2$ ) hat, was anhand (7a, b) leicht zu zeigen ist. Bezeichnet man nun den Widerstand der Parallelschaltung  $R, C$  mit  $\mathcal{Z}_C$  und den Widerstand der Parallelschaltung

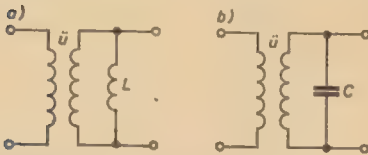


$R, L$  mit  $\mathcal{Z}_L$ , so haben wir primär die Reihenschaltung der Widerstände

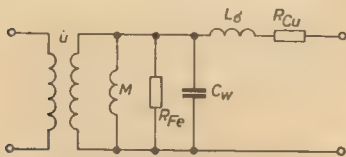
$$\ddot{u}^2 \mathcal{Z}_C + \ddot{u}^2 \mathcal{Z}_L = \ddot{u}^2 (\mathcal{Z}_C + \mathcal{Z}_L).$$

Da aber  $\mathcal{Z}_C + \mathcal{Z}_L = R$  ist, ist der Eingangswiderstand der Schaltung Bild 2b  $\mathcal{Z} = \ddot{u}^2 R$ . Voraussetzung ist lediglich gleicher Übersetzungsfaktor  $\ddot{u}$  der beiden idealen Transformatoren.

Die beiden idealen Transformatoren sollen durch reale ersetzt werden. Gelingt es, zwei reale Transformatoren so zu dimensionieren, daß sie im interessierenden Frequenzbereich näherungsweise die Ersatzschaltungen Bild 3a, 3b annehmen, so ist die Schaltung Bild 2b offensichtlich zu verwirklichen. Ein



**Bild 3: Geforderte Ersatzschaltungen realer Transformatoren**  
a) nach Bild 2b oben; b) nach Bild 2b unten



**Bild 4: Genaueres Ersatzschaltbild des realen Transformators**

gelegentlich verwendetes Ersatzschaltbild des realen Transformators zeigt Bild 4. Soll sich der Transformator nach Bild 4 der Schaltung Bild 3a annähern, so muß  $M = L$  gewählt werden, alle anderen Schaltelemente dürfen nur möglichst wenig eingehen, also  $R_{Fe} \rightarrow \infty$ ;  $C_w, L_d, R_{Cu} \rightarrow 0$ . Die letzte Bedingung  $R_{Cu} \rightarrow 0$  läßt sich umgehen, wenn man die Reihenschaltung Abschlusßwiderstand  $R$  plus Kupferwiderstand  $R_{Cu}$  als neuen Abschlusß betrachtet und  $\ddot{u}$  entsprechend korrigiert. Die zwei Ersatzschaltelemente  $L_d$  und  $C_w$  haben sicher an der oberen Bandgrenze den größten Einfluß, das ist beim Transformator nach Bild 3a die obere Grenze des Gesamtbandes  $f_2$ . Bei dieser Frequenz dürfen die Schaltelemente  $L$  und  $C_w$  bereits so stark eingehen, daß die Ausgangsspannung auf das 0,7fache des Normalwertes abgesunken ist. Der Transformator nach Bild 3a muß also, wenn man beachtet, daß er von der Frequenz  $f_m$  ab in Funktion tritt, das Frequenzband von  $f_m$  bis  $f_2$  übertragen.

Soll sich nun der Transformator nach Bild 4 der Schaltung Bild 3b annähern, so muß  $C_w = C$  gewählt werden, alle anderen Größen dürfen nur möglichst wenig eingehen, also  $R_{Fe}, M \rightarrow \infty$ ;  $L_d, R_{Cu} \rightarrow 0$ . Die letzte Bedingung  $R_{Cu} \rightarrow 0$  läßt sich wie oben umgehen. Die Gegeninduktivität  $M$  geht an der unteren Bandgrenze  $f_1$  am stärksten ein, sie darf dort den Abfall auf das 0,7fache hervorrufen. Somit hat der Transformator nach Bild 3b das Frequenzband von  $f_1$  bis  $f_m$  zu übertragen. Hier macht sich jedoch eine Einschränkung erforderlich. Die Wickelkapazität  $C_w$  ist kein konzentriertes Schaltelement. Nimmt man den Verlauf von  $C_w$  über der Frequenz auf, so findet man gewöhnlich nach anfänglicher Kon-

stanz ein Absinken bei höheren Frequenzen und weiter einen komplizierten Kurvenverlauf [2]. Eine ausreichende Konstanz ist aber eine Vorbedingung für das richtige Funktionieren der Schaltung Bild 2b. Man muß deshalb die Wickelkapazität  $C_w$  kleiner als gefordert halten (unter 50%) und die gewünschte Kapazität  $C$  durch Zuschalten eines zuverlässigen äußeren Kondensators einstellen. Insofern muß der Transformator nach Bild 3b selbst für ein breiteres Frequenzband als bis  $f_m$  dimensioniert werden, das dann durch Zuschalten der äußeren Kapazität  $C_a$  auf den gewünschten Wert eingengt wird.

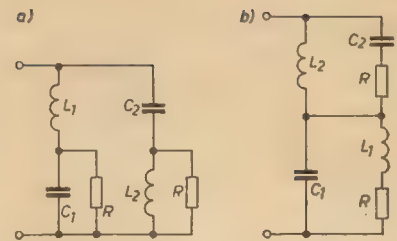
Diese Zusatzkapazität  $C_a$  wird man nicht sekundär, sondern nach entsprechender Umrechnung primär einfügen. Sonst kann es im Frequenzbereich  $f_m$  bis  $f_1$  passieren, daß der reale Transformator nach Bild 3b primär gar nicht den geforderten kapazitiven Eingangswiderstand  $\ddot{u}^2 \mathcal{Z}_C$  hat, sondern vielleicht einen induktiven — die Schaltung wird dann natürlich nicht mehr richtig arbeiten; denn der reale Transformator, der das Schaltbild 3b annähern soll, tut das zuverlässig nur im Bereich  $f_1$  bis  $f_m$ , für den er konstruiert ist. Oberhalb dieses Bereiches kann der Eingangswiderstand, wie die Erfahrung zeigt, durchaus induktiv sein, wenn auch sekundär eine Kapazität angeschlossen ist. Deshalb ist es unbedingt erforderlich, statt sekundär die Kapazität  $C_a$  primär die Kapazität  $1/\ddot{u}^2 C_a$  anzuschließen.

Über die Reihenschaltung der beiden Transformatorausgänge nach Bild 2b kann eine frequenzunabhängige Gegenkopplungsspannung abgegriffen werden.

Nun ist noch der Nachweis zu erbringen, daß die angegebene Schaltung keinen erhöhten Aufwand erfordert. Der Vergleich wird anhand von Bild 2 durchgeführt. Für die Kerngrößen von Transformatoren und Induktivitäten ist bekanntlich die an der unteren Frequenzgrenze zu verarbeitende (Blind-)Leistung ausschlaggebend (bei vorgegebenen Verlusten). Somit werden der Breitbandübertrager im Bild 2a und der untere Übertrager im Bild 2b etwa gleiche Größe besitzen, ebenso wie die Induktivität  $L$  im Bild 2a und der obere Übertrager im Bild 2b. Wickeltechnisch wird die komplizierte Wickelarbeit am Breitbandübertrager eingespart, während am oberen (Hochton-)Transformator gegenüber der einfachen Induktivität  $L$  zugesetzt werden muß. Beide Schaltungen benötigen eine Kapazität. Die Kapazität in Schaltung Bild 2b ist aber kleiner, da sie nur die Wickelkapazität des Transformators ergänzt (durch das Umlegen der Kapazität auf die Primärseite gewinnt man theoretisch nichts, da zwar die Kapazität verkleinert, aber die Spannungsfestigkeit erhöht werden muß). Damit dürfte gezeigt sein, daß die vorgeschlagene Schaltung genauso billig oder sogar noch billiger ist als die Schaltung mit Breitbandtransformator.

### Die Frequenzweiche zweiter Ordnung

Ein Nachteil der im vorigen Absatz beschriebenen Schaltung ist die frequenzunabhängige Phasenverschiebung von  $90^\circ$  zwischen den beiden Ausgängen [1]. Diesen für akustische Anlagen unerwünschten Nachteil vermeidet die Frequenzweiche zweiter Ordnung. Ihre Schaltung zeigt Bild 5a, b. Die Variante Bild 5b wird als Ausgangspunkt genommen.



**Bild 5: Frequenzweiche zweiter Ordnung**  
a) 1. Variante; b) 2. Variante

Der obere Widerstand erhält die hohen Frequenzen, der untere die niedrigen. Der Widerstand der Schaltung Bild 5b beträgt genau  $R$ , wenn

$$C_1 = C_2 = C \quad L_1 = L_2 = L \quad R = \sqrt{2} \frac{L}{C} \quad (8a, b, c)$$

gewählt wird. Die Übergangsfrequenz ist

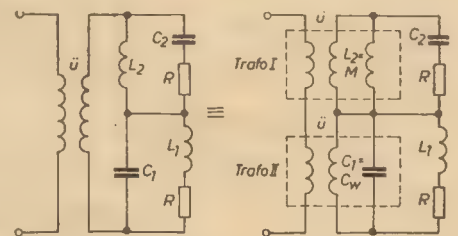
$$f_m = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}} \quad (9)$$

Aus (8c) und (9) läßt sich für gegebenes  $R$  und  $f_m$   $L$  und  $C$  ermitteln. Man erhält

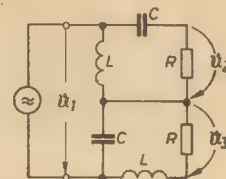
$$L = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{R}{2\pi \cdot f_m} \quad (10)$$

$$C = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \cdot f_m R} \quad (11)$$

Ganz analog zu den vorangegangenen Betrachtungen im vorhergehenden Abschnitt erfolgt nun die Erweiterung durch Transformatoren, um den Eingangswiderstand  $R$  auf den gewünschten Wert  $\ddot{u}^2 R$  zu erhöhen. Die zunächst angesetzten idealen Transformatoren werden unter Einbeziehung von  $C_1$  und  $L_1$  in reale umgewandelt (Bild 6). Dabei hat man natürlich ebenso wie vorher darauf zu achten, daß



**Bild 6: Erweiterung der Frequenzweiche zweiter Ordnung durch Transformatoren**



**Bild 7: Zur Berechnung der Phasenverschiebung**

der Einfluß der unerwünschten Schaltelemente des Trafo-Ersatzschaltbildes im vorgesehenen Frequenzbereich hinreichend klein bleibt.

In diesem Abschnitt wurde einleitend behauptet, daß zwischen beiden Kanälen keine



Phasenverschiebung besteht. Diese Behauptung soll wegen ihrer praktischen Wichtigkeit genauer geprüft werden. Die Schaltung Bild 5b ist im Bild 7 noch einmal gezeichnet, wobei die Bedingungen (8a, b) sowie die Klemmenspannungen  $u_1$ ,  $u_2$ ,  $u_3$  eingeführt sind. Die Spannungsquelle  $u_1$  hat die beiden Teilspannungen  $u_2$  und  $u_3$  zur Folge. Soll die Phasenverschiebung zwischen  $u_2$  und  $u_3$  bestimmt werden, so bildet man am einfachsten den Quotienten  $q$  der komplexen Teilspannungen

$$q = \frac{u_2}{u_3} \quad (12)$$

Ergibt sich  $q$  als reelle Größe (enthält  $q$  kein  $j$ ), so ist die Phasenverschiebung zwischen  $u_2$  und  $u_3$  Null.

Man erhält mit den üblichen Methoden für  $u_2$  und  $u_3$  als Funktion von  $u_1$ :

$$u_2 = u_1 \frac{-\omega^2 LC}{1 + 2 \frac{j\omega L}{R} - \omega^2 LC} \quad (13)$$

$$u_3 = u_1 \frac{1}{1 + 2 \frac{j\omega L}{R} - \omega^2 LC} \quad (14)$$

Nun bilden wir nach Gl. (12)

$$q = \frac{u_2}{u_3} = -\omega^2 LC$$

Zwischen  $u_2$  und  $u_3$  besteht demnach eine Verknüpfung über einen negativen Faktor,

d. h.,  $u_2$  ist genau gegenphasig zu  $u_3$ , unabhängig von der Frequenz.

Wie die Ausdrücke (12) und (13) lehren, besteht zwischen  $u_1$  und  $u_2$  bzw. zwischen  $u_1$  und  $u_3$  keine feste Phasenbeziehung, die Phase ändert sich hier als Funktion der Frequenz.

Zwischen  $u_2$  und  $u_3$  jedoch herrscht genaue Gegenphasigkeit. Bei Ersatz der Widerstände durch Lautsprecher wird man eins der beiden Lautsprecher im gesamten Frequenzbereich. In sehr sorgfältig dimensionierten Musikanlagen kann dieser Vorteil der Frequenzweiche zweiten Grades den höheren Aufwand rechtfertigen.

## Oszillator mit Silizium-Transistoren

Ing. W. STOECKEL

Im nachfolgenden Beitrag wird ein sogenannter Clapp-Oszillator — Dreipunktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung zur Abnahme der Rückkopplung und Reihenschwingkreis — betrachtet. Verwendung fanden die pnp-Legierungstransistoren OC 921 und OC 923 sowie der npn-Planartransistor SF 111.

Die Funktion der allgemeinen Dreipunktschaltung — als Grundschialtung auch des Clapp-Oszillators — soll anhand der Bilder 1 bis 3 erläutert werden. Der Innenwiderstand  $R_{i0}$  und der Eingangswiderstand  $R_e$  des Transistors sowie die Basis-Spannungsteilerwiderstände werden in  $R_1$  einbezogen (Bild 1a). Aus Bild 1c, das sich mit Bild 1b aus Bild 2 ergibt, kann abgeleitet werden:

$$u_a = -S_o \cdot u_{b'e} \cdot R_a$$

$$v = -S_o \cdot R_a = \frac{1}{R}$$

(mit der Schwingbedingung  $R \cdot v = 1$ )

$$R = \frac{u_{b'e}}{u_a} = \frac{R_a}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{R_a}{R_1 + R_2} = \frac{1}{S_o \cdot R_a}$$

Diese komplexe Gleichung ist erfüllt, wenn die Real- und Imaginärteile auf beiden Seiten gleich sind.  $R_a$  setzt sich aus  $R_1$ ,  $R_2$  und  $R_3$  zusammen und ist daher im allgemeinen Fall auch komplex.

Dabei gibt es zwei Möglichkeiten:

1.  $R_a = a + jb$  (induktiv)

$$\frac{1}{S_o(a + jb)} = c - jd$$

2.  $R_a = a - jb$  (kapazitiv)

$$\frac{1}{S_o(a - jb)} = c + jd$$

Die Schwingungsbedingung kann nur dann erfüllt sein, wenn der Realteil von

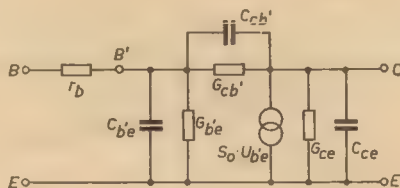
$$\frac{R_a}{R_1 + R_2}$$

negativ ist.

Das ist nur zu erreichen, wenn  $R_1$  einen Phasenwinkel mit umgekehrtem Vorzeichen wie  $R_2$  besitzt und außerdem  $|R_1| > |R_2|$  ist. Im Diagramm Bild 3 ist  $R_2$  rein kapazitiv angenommen,  $R_1$  muß also induktiv sein. Man erkennt, daß der Realteil von  $R$  negativ wird.

$$-(-u - jv) = u + jv = \frac{1}{S_o \cdot R_a}$$

Ein Vergleich zeigt, daß diese Gleichung nur erfüllt ist und damit auch nur Selbsterregung



▲ Bild 2: Transistorersatzschaltbild nach Gia-coletto

Bild 1: Ersatzschaltbild der allgemeinen Dreipunktschaltung

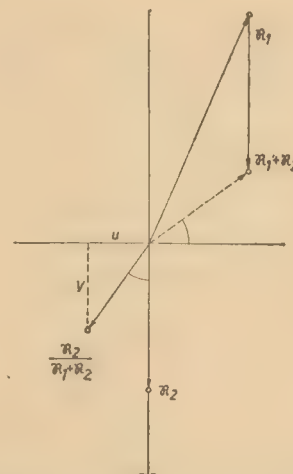


Bild 3: Zeigerdiagramm für die Arbeitswiderstände der allgemeinen Dreipunktschaltung

wird weiter beeinflusst durch die Kenndaten des Transistors (Bild 1a). Bild 4 zeigt die praktisch ausgeführte Schaltung. Die Schwingkreis kapazität  $C_s$  wurde temperaturkompensiert.

$$T_K = \frac{C_1 \cdot T_{K1} + C_2 \cdot T_{K2}}{C_1 + C_2}$$



## Kenndaten der Silizium-Transistoren

	OC 921/1	OC 921/2	OC 923	SF 111	
$I_B$	340	145	70	48	in $\mu A$
$\beta$	8	19,5	42	80	—
$r_b$	34	31	43	12	in $\Omega$
$C_0$	26	32	63	102	in pF
$f_a$	1,5	1,85	5,6	38 <sup>1)</sup>	in MHz

Arbeitspunkt —  $U_{CE} = 5 V$ ,  $I_E = 3 mA$   
<sup>1)</sup> Für den Transistor SF 111 ist  $f_T$  angegeben

Verwendet wurde eine Parallelschaltung folgender Kondensatoren:

32 pF Tempa X (KER 331) mit  $T_{K1} = -225$   
 17,7 pF Calit (KER 221) mit  $T_{K2} = +125$

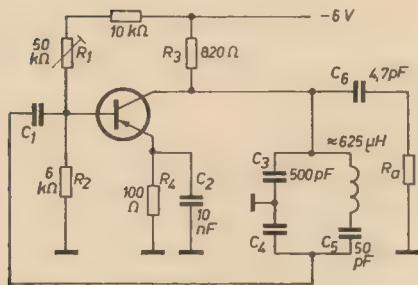


Bild 4: Schaltung des ausgeführten Clapp-Oszillators

Damit wird der Temperaturkoeffizient der Parallelschaltung

$$T_K = \frac{17,7 (-225) + 32 \cdot 125}{49,7} \approx 0$$

Die Änderung der Induktivität mit der Temperatur ist gegenüber den anderen Einflüssen vernachlässigbar.

Auch  $C_3$  wurde in gleicher Weise wie  $C_4$  temperaturkompensiert.

Mit  $C_4$  wurde ein Kompromiß zwischen geringem Klirrfaktor, geringer Temperaturabhängigkeit der Frequenz und großer Ausgangsspannung geschlossen. Es ergaben sich folgende Werte:

OC 921/1	$C_4 = 600$ pF
OC 921/2	$C_4 = 1,0$ nF
OC 923	$C_4 = 1,5$ nF
SF 111	$C_4 = 1,5$ nF

Der Koppelkondensator  $C_1$  wurde für die pnp-Typen mit 4,7 nF gewählt. Bei dem Transistor

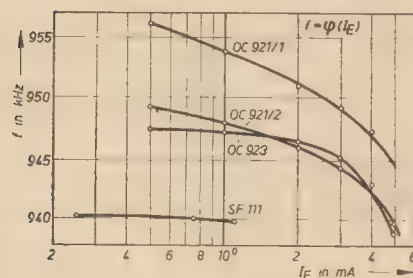


Bild 5: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Emitterstrom

SF 111 waren 820 pF erforderlich, der günstigste Wert für  $R_a$  ergab sich infolge des größeren Innenwiderstandes dieses Transistors zu 5,6 kΩ (Leistungsanpassung).

## Meßergebnisse

Die Wechselstromkenngrößen der Transistoren, also auch die Ein- und Ausgangskapazität, sind arbeitspunkt- und temperaturabhängig. Der Einfluß dieser Größen auf die Gesamtschaltung wird durch die hierzu parallel liegenden Kapazitäten  $C_3$  und  $C_4$  verringert.

Bild 5 zeigt die Abhängigkeit der Oszillatorfrequenz vom Emitterstrom. Mit steigender

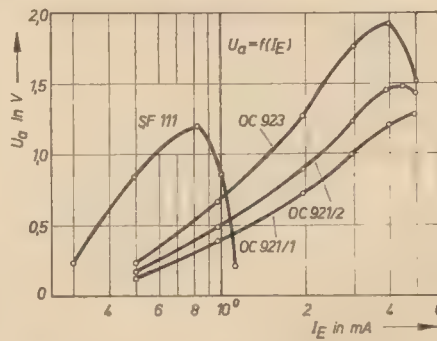


Bild 6: Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Emitterstrom

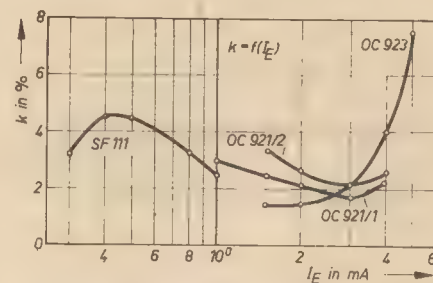


Bild 7: Abhängigkeit des Klirrfaktors vom Emitterstrom

Grenzfrequenz wird die Abhängigkeit kleiner. Die Bilder 6 und 7 lassen erkennen, daß durch  $C_4$  nur eine Kompromißlösung gefunden werden kann.

Mit steigender Wechselspannung am Schwingkreis wird durch die an der Emitter-Basis-Diode entstehende Richtspannung über  $C_1$  der Transistor periodisch zugesteuert, es entsteht eine Begrenzung der Ausgangsspannung.

Wird der Emitterstrom größer oder kleiner als sein Optimalwert, so erfolgt eine unsymmetrische Begrenzung an den Kennlinienrändern, die mittlere Steilheit wird kleiner.

Der für den Transistor SF 111 einstellbare Emitterstrom ist wegen des größer zu wählenden Kollektorwiderstandes kleiner als bei den anderen Transistoren.

Der Klirrfaktor wurde durch Messungen mit einem selektiven Röhrevoltmeter nach der Beziehung

$$k = 100 \sqrt{\frac{u_3^2 + u_5^2}{u_1^2 + u_3^2 + u_5^2}} \text{ in } \%$$

ermittelt.

Die Lastabhängigkeit der Ausgangsspannung und der Frequenz zeigen die Bilder 8 und 9.

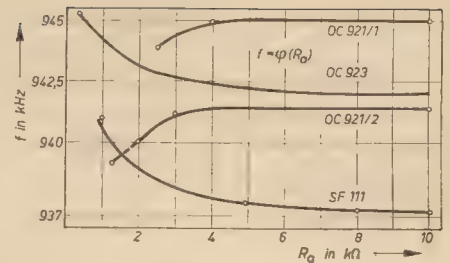


Bild 8: Belastungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

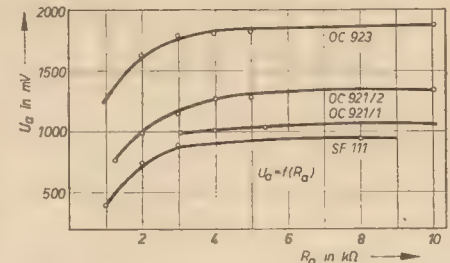


Bild 9: Belastungsabhängigkeit der Ausgangsspannung

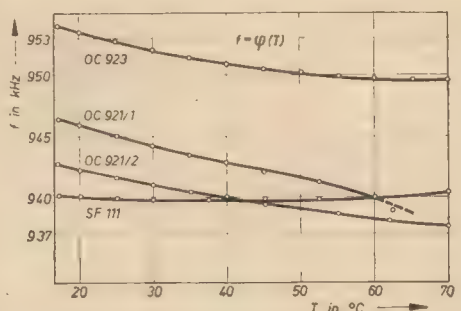


Bild 10: Temperaturabhängigkeit der Oszillatorfrequenz

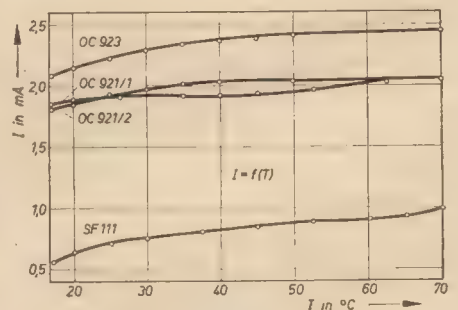


Bild 11: Temperaturabhängigkeit des Gesamtstromes

Der reelle Widerstand  $R_a$  liegt parallel zu der Kapazität  $C_4$ . Bei Belastung mit Werten kleiner als 10 kΩ ist also zweckmäßig eine Trennstufe nachzuschalten. Ausschlaggebend für einen frequenzstabilen Oszillator ist das Temperaturverhalten (Bild 10). Bei den einzelnen Transistoren ergaben sich im Bereich bis 70 °C folgende maximale Frequenzverwerfungen gegenüber dem Wert bei 17 °C:

OC 921/1	$\Delta f = -0,7\%$
OC 921/2	$\Delta f = -0,53\%$
OC 923	$\Delta f = -0,46\%$
SF 111	$\Delta f = \begin{cases} +0,035\% \\ -0,046\% \end{cases}$

Bei der vorliegenden Oszillatorfrequenz von etwa 1 MHz werden die Wechselstromkenn-



größen der Legierungstristoren infolge ihrer niedrigen Grenzfrequenz bereits komplex. Die Grenzfrequenz des SF 111 liegt um mehr als eine Größenordnung höher. Die Abhängigkeit des Speisestromes von der Temperatur zeigt Bild 11.

Der Einfluß der Speisespannung auf den Frequenzgang kann durch eine geeignete stabilisierte Spannungsquelle ausgeschaltet werden.

### Zusammenfassung

Anhand der allgemeinen Dreipunktschaltung wurde das Prinzip des Clapp-Oszillators er-

klärt und eine praktisch ausgeführte Schaltung mit Meßergebnissen angegeben. Die erreichbare Temperaturkonstanz im Bereich  $17^{\circ}\text{C} \dots 70^{\circ}\text{C}$  ist  $< 10^{-2}$ .

### Literatur

- [1] Reichelt: Vorlesungen an der Ingenieurschule Mittweida
- [2] Lennartz, H., und Taeger, W.: Transistorschaltungstechnik. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

kleinem Temperaturkoeffizienten eingebaut (sowjetische Typen: MPG-P, SGM, KSO-G).  $T_1$  und  $T_2$  arbeiten in Emitterschaltung als Verstärker,  $T_3$  ist Impedanzwandler in Kollektorschaltung. Der Gesamtverstärkungsfaktor ohne Gegenkopplung beträgt 120 bis 150, davon entfallen auf  $T_1$  5 bis 6, auf  $T_2$  0,94 bis 0,96. Der Arbeitspunkt für  $T_1$  und  $T_2$  wird gemeinsam mit dem Potentiometer im Kollektorkreis von  $T_1$  eingestellt. Der Gegenkopplungszweig enthält einen Thermistor zur Amplitudenbegrenzung. Durch die mittels Potentiometer einstellbare Größe der Gegenkopplung lassen sich die Ausgangsspannung und der Klirrfaktor des Wienbrückengenerators beeinflussen. Die Basiskreisschaltungen von  $T_1$  und  $T_2$  sind so ausgelegt, daß sich ein hoher Eingangswiderstand ergibt. Die NF-Verstärkung erfolgt in zwei Stufen, diesen folgt eine eisenlose Endstufe. Der gesamte NF-Verstärker ist mit Germanium-npn-Transistoren bestückt (selbstverständlich können hier auch bei anderer Speisung ohne weiteres pnp-Transistoren benutzt werden). Die Endstufe arbeitet in A-Schaltung und kann an einen Belastungswiderstand von  $600\ \Omega$  eine Wechselstromamplitude von 14 mA max. abgeben (etwa 100 mW Ausgangsleistung). Der NF-Verstärker ist stark spannungsgeegengekopelt, der Gegenkopplungszweig ist frequenzabhängig ausgelegt, damit die hohen Frequenzen bevorzugt werden, weil ja der Verstärkungsfaktor im Bereich 50 bis 200 kHz abfällt. Der Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt 15 bis  $30\ \text{k}\Omega$ , die Verstärkung mit Ge-

## NEUES AUS DER SOWJETISCHEN ELEKTRONIK

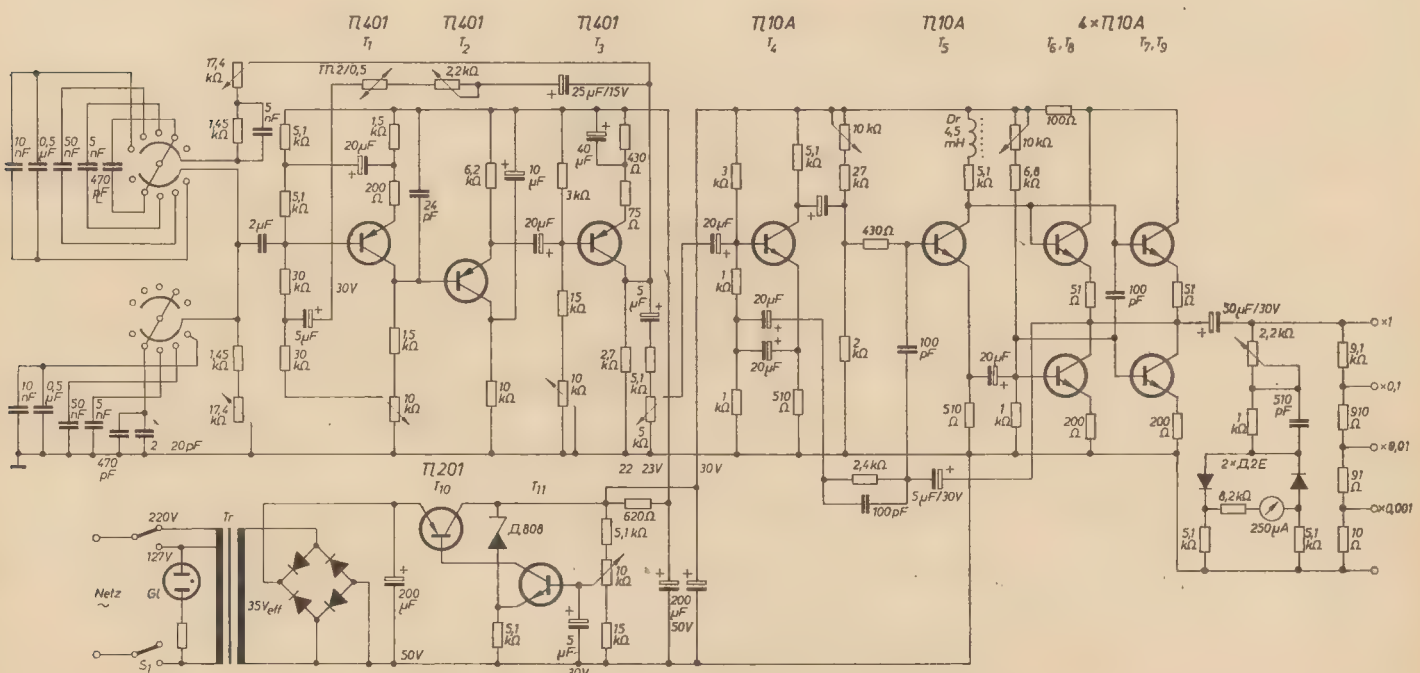
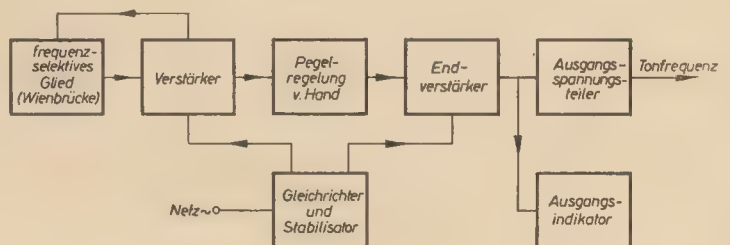
# Ein neuer transportabler transistorisierter Tongenerator

In der Sowjetunion wurde ein neuer transportabler transistorisierter Tongenerator entwickelt, der hier vorgestellt werden soll. Es handelt sich um einen Wienbrückengenerator für den Frequenzbereich von 20 Hz bis 200 kHz mit vier 1:10 gestaffelten Bereichen. Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Gerätes. Folgende funktionelle Einheiten sind vorhanden: Frequenzselektiver Kreis, Verstärker, Gegenkopplungszweig, Ausgangsverstärker, geregelter Gleichrichter und Ausgangsspannungsanzeiger. Die Wahl der Teilbereiche erfolgt durch C-Umschaltung, die Feinabstimmung mit Doppelpotentiometer. Da die Fre-

quenzstabilität des Generators in erster Linie von der Stabilität der benutzten Bauelemente abhängt, wurden hier Kondensatoren mit

Bild 1: Blockschaltbild des Tongenerators G 3-36

Bild 2: Schaltung des tragbaren Tongenerators G 3-36





Umgebungstemperatur zulässig:	−10 bis +40 °C
Luftdruck:	750 ± 30 mm Quecksilbersäule
Feuchtigkeit:	bis 95%
Frequenzeinstellfehler maximal:	± (0,03 f + 2) Hz
Temperaturgang der Frequenz:	für dT = 10 °C wird df = 1%
Ausgangsspannung maximal:	5 V an 600 Ω
Frequenzgang bezogen auf 1000 Hz:	± 12% von 50 Hz bis 100 kHz ± 20% von 50 Hz bis 200 kHz

Anzeigefehler des Ausgangsspannungsmessers:	± 6% vom Skalenende
Klirrfaktor der maximalen Ausgangsspannung:	im Bereich 50 Hz bis 100 kHz kleiner als 1%, von 20 bis 50 kHz = 1,5% und von 50 bis 200 kHz = 2,5%
Leistungsaufnahme aus dem Netz:	5 VA
Abmessungen in mm:	260 × 230 × 165
Gewicht:	4 kp

genkopplung 60 bis 70. Der Klirrfaktor bleibt bis zu Frequenzen um 30 kHz unter 0,2%, bis 200 kHz steigt er auf 1% an. Der Ausgangsspannungsmesser mit zwei Germaniumdioden ist auch frequenzkompensiert (RC-Glied 1 kΩ parallel 510 pF). Der einfach gehaltene Ausgangsstufenteiler behält dann seine Genauigkeit, wenn der Lastwiderstand im Bereich mal 0,1 gleich oder größer als 20 kΩ, im Bereich mal 0,01 größer als 2 kΩ und im Bereich mal 0,001 größer als 200 Ω ist. Der Temperaturfehler des Ausgangsspannungsmessers beträgt 1% pro 10 °C Temperaturänderung. Die Speisung des Gerätes erfolgt aus dem

Wechselstromnetz über einen Transistorspannungsregler. Damit dessen Ausgangsspannung 30 V betragen kann, muß eine Eingangsspannung von 39 V vorhanden sein. Der Spannungsregler hält die Ausgangsspannung auf

1% konstant, wenn die Netzspannung um ± 15% schwankt.

Abschließend noch die Spannungen und Ströme an den Transistoren in tabellarischer Form:

Transistor T <sub>1</sub>	T <sub>2</sub>	T <sub>3</sub>	T <sub>4</sub>	T <sub>5</sub>	T <sub>6</sub>	T <sub>7</sub>	T <sub>8</sub>	T <sub>9</sub>	T <sub>10</sub>	T <sub>11</sub>
Kollektor-Emitterspannung in V 4,5 ... 6	3,5 ... 5,5	6	13	16	13	13	13	13	8	17
Kollektor-Strom in mA 1,5	1	5,5	3,0	3	8	8	8	8	35	2

## Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Verlustleistung von Germanium- und Siliziumtransistoren

Mit dem nachfolgend beschriebenen Diagramm wird dem Geräteentwickler und dem Amateur ein Diagramm in die Hand gegeben, mit dessen Hilfe er eine Leistungsstufe optimal dimensionieren kann. In [1] und [2] wurden bereits grundlegende Angaben über diese Dimensionierung veröffentlicht.

### Mathematische Ableitung

Die physikalischen Vorgänge, die die Leistung eines Transistors begrenzen, werden als bekannt vorausgesetzt. Die maximale Kollektorverlustleistung  $P_{Cmax}$  berechnet sich nach

$$P_{Cmax} = \frac{T_{jmax} - T_a}{R_{thl} + R_{tha}} \quad (1)$$

Hierbei ist

$T_{jmax}$  die maximale Sperrschichttemperatur (für Germaniumtransistoren = 75 °C, Siliziumtransistoren = 150 ... 175 °C),

$T_a$  die Umgebungstemperatur,

$R_{thl}$  der thermische Innenwiderstand [°C/W] des Transistors (Datenblatt) und

$R_{tha}$  der äußere Wärmewiderstand [°C/W] (Maß für die Güte der Wärmeabfuhr durch das Kühlblech [2])

Die in den Datenblättern angegebene Verlustleistung  $P_{Cnenn}$  bezieht sich in den meisten Fällen auf eine Umgebungstemperatur  $T_a = 45 °C = T_{ao}$  und eine ideale Wärmeabfuhr, also ein  $R_{tha} = 0$

$$P_{Cnenn} = \frac{T_{jmax} - T_{ao}}{R_{thl}} \quad (2)$$

Setzt man beide Leistungen ins Verhältnis, so erhält man

$$\frac{P_{Cmax}}{P_{Cnenn}} = \frac{\frac{T_{jmax} - T_a}{R_{thl} + R_{tha}}}{\frac{T_{jmax} - T_{ao}}{R_{thl}}} = \frac{1}{1 + \frac{R_{tha}}{R_{thl}}} \cdot \frac{1 - \frac{T_a}{T_{jmax}}}{1 - \frac{T_{ao}}{T_{jmax}}} \quad (3)$$

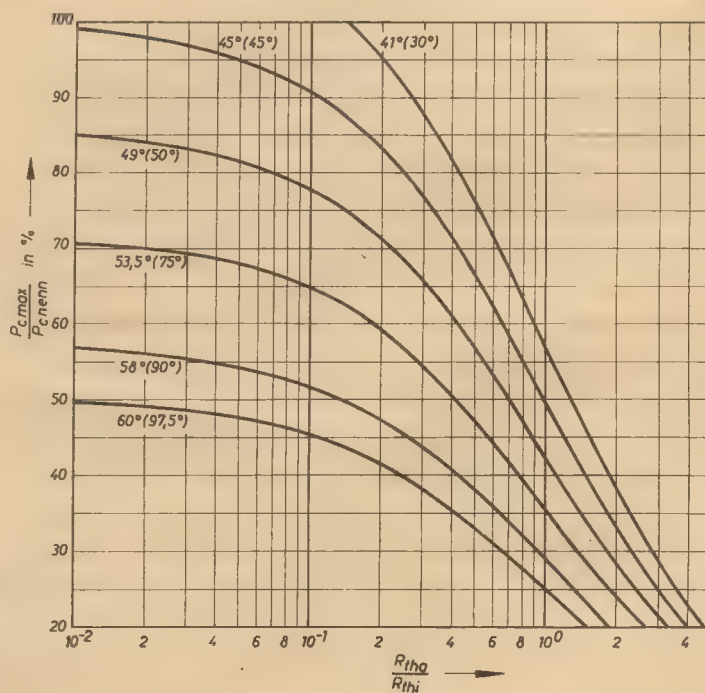


Diagramm zur Ermittlung der zulässigen Verlustleistung von Germanium- und Siliziumtransistoren



Für dieses Verhältnis wurde ein Diagramm berechnet. Um es nicht zu unübersichtlich werden zu lassen, wurden folgende Werte vereinbart:

$$T_{a0} = 45^\circ\text{C}$$

$$T_{j\max} \text{ für Siliziumtransistoren} = 150^\circ\text{C}$$

$$\text{für Germaniumtransistoren} = 75^\circ\text{C}.$$

Mit diesen Voraussetzungen kann das Diagramm

$$\frac{P_{C\max}}{P_{C\text{ennn}}} = f\left(\frac{R_{tha}}{R_{thl}}\right)$$

mit der Temperatur und der Transistorart als Parameter gezeichnet werden (s. Diagramm). Wie man aus Gleichung (3) erkennt, ergeben sich für die beiden Transistorarten verschiedene Kurven. Die eingeklammerten Temperaturwerte gelten für Siliziumtransistoren, die anderen für Germaniumtransistoren. Für  $T_a = 45^\circ\text{C}$  fallen die Kurven beider Transistorarten definitionsgemäß zusammen. Weiter ist zu erkennen, daß für hohe Temperaturen der Siliziumtransistor dem Germaniumtransistor weit überlegen ist.

### Beispiel

Für eine Umgebungstemperatur von  $60^\circ\text{C}$  soll eine Leistungsstufe für 1 W optimal ausgelegt werden. Aus räumlichen Gründen darf das Kühlblech die Abmessungen  $100 \times 100 \times 1 \text{ mm}$  ( $R_{tha} = 7,5^\circ\text{C/W}$ ) [2] nicht überschreiten. Wie groß muß die Nennleistung eines Germaniumtransistors sein bzw. welcher Transistortyp erfüllt diese Forderungen?

a) Die Transistoren OC 830 ... OC 833 haben ein  $R_{thl} = 15^\circ\text{C/W}$ , damit wird  $R_{tha}/R_{thl} = 0,5$ . Aus dem Diagramm entnimmt man für  $T_a = 60^\circ\text{C}$  eine Ausnutzung der Transistorverlustleistung von 33%, also praktisch ein Drittel der Nennverlustleistung. Die Transistoren OC 830 ... OC 833 müßten also eine Nennverlustleistung von 3 W haben, sollten sie den obigen Zweck erfüllen. Da die Verlustleistung nur mit 2 W angegeben wird, dürfen diese Transistoren nicht verwendet werden.

b) Die Transistoren OC 835 ... OC 838 haben ein  $R_{thl} = 7,5^\circ\text{C/W}$ , damit wird  $R_{tha}/R_{thl} = 1$ . Aus dem Diagramm entnimmt man eine Ausnutzung des Transistors von 25%, d. h., der Transistor muß eine vierfache Nennverlustleistung haben, was bei den genannten Typen gerade zutrifft.

### Zusammenfassung

Nach einer kurzen Erläuterung der mathematischen Grundlagen wurde das Diagramm zur Berechnung der zulässigen Ausnutzung der Nennleistung erklärt. Anhand eines Beispiels wird die Leistungsfähigkeit des Diagramms nachgewiesen.

A. Rudolph

### Literatur

- [1] Kunert, M.: OY 911 ... OY 917 Silizium-Gleichrichter, radio und fernsehen 11 (1962) H. 9 S. 280
- [2] Bottke, E.: Was können Leistungstransistoren „leisten“? radio und fernsehen 12 (1963) H. 17 S. 533
- [3] Halbleiterinformationen. Fortsetzungsreihe ab radio und fernsehen 9 (1960) H. 8

## Referate

E. Rees

### Elektrische Antriebe für unbemannte und bemannte Raumflugmissionen

Weltraumfahrt 14 (1963) H. 3 S. 69—71

Für begrenzte Raumflugoperationen werden in nächster Zeit die ersten Ausführungen elektrischer Antriebe zur Verfügung stehen. Ihrem besonderen Vorteil des hohen spezifischen Impulses, der bei elektrostatischen Triebwerken (Iontriebwerken) in der Größenordnung von  $10^4$  gegenüber maximal  $5 \cdot 10^3$  bei chemischen Triebwerken liegt, steht als Nachteil der geringere Schub gegenüber, der eine Verwendung als Starttriebwerk von der Erdoberfläche aus ausschließt.

In der Arbeit werden einige der in den letzten Jahren entwickelten elektrischen Triebwerke sowie eine Reihe von Projekten elektrisch angetriebener Raumflugkörper („Mondfähre“, Flugkörper für einen Marsflug) beschrieben. Bei Iontriebwerken mit Cäsiumionen wird gasförmiges Cäsium über eine erhitzte, beispielsweise ringförmig ausgebildete Wolframelektrode geleitet. Es erfolgt eine Abspaltung von Cäsiumelektronen, die durch das erhitzte Wolfram diffundieren. Die Cäsiumionen werden beschleunigt und bilden den Schub. Eine andere Ausführungsform eines Iontrieb-

werkes basiert auf der Abspaltung von Elektronen aus Quecksilber in einem elektromagnetischen Feld. Auch hier erfolgt eine Beschleunigung der Quecksilberionen, die den Schub erzeugen. Bei einer weiteren Modellausführung wird ein Gas durch einen Lichtbogen stark erhitzt, so daß sich ein Plasma bildet, das durch ein Magnetfeld beschleunigt wird.

Als erste Anwendungsmöglichkeiten für elektrische Triebwerke werden genannt:

1. Bahn- und Lagekorrektur von Satelliten (Anmerk. d. Ref.: Dieses Problem tritt z. B. bei Nachrichtensatelliten in Synchronpositionen auf. Durch verschiedene Störeinflüsse ändert sich die Position eines solchen stationären Satelliten laufend, so daß ständig Korrekturen erforderlich sind. Um einen Satelliten von beispielsweise 230 kp Gewicht drei Jahre in der Synchronposition zu erhalten, ist bei Verwendung herkömmlicher Triebwerke ein Gewicht von etwa 70 kp allein für die laufende Korrektur erforderlich. Bei Verwendung von Iontriebwerken verringert sich das Gewicht auf etwa 1 kp).
2. Transport von Satelliten von niedrigeren zu höheren Bahnen, z. B. Synchronbahnen.
3. Raumsonden für Forschungsaufgaben innerhalb und außerhalb des Sonnensystems.

Die größten Fortschritte bei der Entwicklung elektrischer Triebwerke wurden bisher bei Iontriebwerken erzielt.

Naumann

## Fachbücher

Heinz Dobesch

### Impulstechnik

Reihe: Kleine Bibliothek für Funktechniker  
VEB Verlag Technik, Berlin, 1964  
81 Seiten, 108 Bilder, 7,— DM

Vom VEB Verlag Technik wurde in Zusammenarbeit mit dem Rundfunktechnischen Zentralamt für den technischen Nachwuchs der Deutschen Post und ähnlicher Institutionen eine Reihe einführender Broschüren herausgegeben, deren der Impulstechnik gewidmeter Band nunmehr vorliegt. Von einem erfahrenen Autor leicht und flüssig geschrieben, wendet sich das Büchlein an die nicht in diesem Fachgebiet tätigen Nachrichtentechniker und auch an Interessenten anderer Fachgebiete (Kybernetiker, Bioniker) und macht sie mit den Grundlagen der Impulstechnik vertraut. Nach einer Einführung und Hinweisen für die mathematische Behandlung wendet sich der Autor zuerst den Bauelementen (passiven und aktiven) der Impulstechnik zu, dann beschreibt er Verfahren der Erzeugung von Impulsen, Impulsverstärker, Impulsauswahlschaltungen und Meßverfahren für Impulsparameter. Im abschließenden achten Kapitel werden dann noch postalisch interessierende Anwendungen (Fernseimpulsgeber und Fern-

sehbildkontrollempfänger) beschrieben und ein Literaturverzeichnis wird angegeben.

Alles in allem kann man sagen, daß diese anspruchslos lesbare Broschüre gelungen ist und dem „Nichtimpulstechniker“ alles Wissenswerte vermittelt. Für den Fachmann — für den übrigens hier und da eingestreut interessante praktische Hinweise gegeben werden — hätte man sich an manchen Stellen noch ausführlichere Angaben und die Beschreibung modernerer Techniken gewünscht, aber das hätte den Rahmen der Einführung sicher gesprengt. Der vom Verfasser eingeführte Begriff „Puls“ wird sich im deutschen Schrifttum nicht durchsetzen, denn hier sind die Begriffe „Impuls“ und „Folge von Impulsen“ oder „Impulsreihe“ eingeführt. Bei den Methoden der Impulserzeugung hätte man die Transistor-Lawinenschaltung (avalanche) und die Stoßwellen-Laufzeitketten (Laufzeitketten mit nichtlinearem Dielektrikum) als modernste Verfahren kurz anführen können. Interessant wäre auch die Angabe der kürzestmöglichen Impulsdauer für die einzelnen Schaltungen gewesen. Als Beispiel des Fernseimpulsgebers könnte heute auch eine transistorisierte Ausführung beschrieben werden (FIG-1). Trotz dieser ergänzenden Bemerkungen kann das Buch als gelungen bezeichnet werden. Es wird seinen Zweck, den funkttechnischen Nachwuchs zu qualifizieren, sicher erfüllen. Die drucktechnische Ausführung ist gut, einige Bilder hätten durch Vergrößerungen gewonnen. Bei den Schaltungen hätte man Mittelwerte der Schaltelementgrößen zum besseren Verständ-



nis der Wirkungsweise im Bild angeben können. Statt der Zeichnung 1.5 hätte man die Oszillogramme eines jittersnden Impulses angeben können, was den Sachverhalt klarer wiedergegeben hätte. Der Verlag Technik kann zur Herausgabe dieser Reihe beglückwünscht werden, denn damit wird ein seit langem bestehendes Bedürfnis der Jugend nach einführender technisch-wissenschaftlicher Literatur erfüllt. Man kann auf die weiteren Bände der Reihe gespannt sein.

Fischer

Autorenkollektiv

## Nautische Geräte

VEB Verlag Technik, Berlin

299 Seiten, 166 Bilder, 27 Tafeln, 28,— DM

Für einen Nachrichtentechniker ist es beinahe unverständlich, wenn in der Einleitung zum Kapitel „Funknavigation“ diese nur als „zusätzliche Unterstützung der terrestrischen und der astronomischen Navigation“ bezeichnet und damit unterschätzt wird. Denn die Funknavigation ist nun mal das einzige Verfahren, das weder vom Wetter noch von der genauen Ortszeit abhängt. Die modernen Funknavigationen stehen aber bezüglich Zuverlässigkeit und Genauigkeit den anderen Verfahren nicht nach, so daß nur noch historische Gründe dafür sprechen, sie zugunsten der terrestrischen und astronomischen Navigation zurückzustellen. Einer der Gründe mag sein, daß die Einstellung des alten Rahmenpeilers als dem ersten Funknavigationsmittel durch eine subjektive Ermittlung erfolgte. Aber lassen wir die jedem Funktechniker leicht zugängliche Historie beiseite: Goniometer, Hyperbelnavigationsverfahren, Drehfunkfeuer und Radar haben ihren festen Platz in der Navigationstechnik!

Wenn also das genannte Buch vom Nachrichtentechniker gesehen keine Offenbarung ist, so darf sein Wert bezüglich der anderen Navigationstechniken und der meteorologischen Geräte als zusammenfassende Darstellung des Aufbaus und der Wirkungsweise der wichtigsten nautischen Geräte nicht übersehen werden. Winkelmeß-, Zeitmeß-, Kursanzei-

geräte und meteorologische Geräte werden ebenso wie Fahrt- und Tiefenmeßgeräte in z. T. sehr ausführlicher Weise beschrieben und ihre Handhabung einfach und verständlich erläutert.

In diesem Sinne identifiziert sich der Rezensent mit dem Herausgeber, wenn das Buch dem Nachwuchs als Einführung und dem erfahrenen Praktiker als Nachschlagewerk dienen soll. Gerade der erfahrene Praktiker macht vieles aus Routine und denkt dabei oft nicht mehr an die Zusammenhänge, die ihm das Buch wieder deutlich vor Augen bringt. Das scheint besonders geglückt in dem Kapitel über meteorologische Geräte zu sein.

Allerdings scheint dem Rezensenten (wenn er sich auch auf diesem Gebiet nicht für kompetent hält), daß die Relationen, mit denen die einzelnen Naturbedingungen, Verfahren bzw. Geräte beschrieben werden, nicht immer richtig sind: So steht einer eine Seite langen Beschreibung der Ankerhemmung einer Beobachtungsuhr eine ebenfalls nur eine Seite lange Erläuterung der Luftdruckverteilung als wesentliches Moment der Meteorologie gegenüber.

Dem Nachrichtentechniker, der sich speziell auf dem Gebiet der elektronischen Schiffsgeräte betätigt, kann das Buch, trotz einiger angedeuteter Mängel, als willkommene und verständliche Einführung und Hilfe beim Studium der nichtelektronischen nautischen Geräte dienen.

Dr. Rohde

Hagen Jakubaschk

## Transistormeißgeräte

Band 40 der Reihe

„Der praktische Funkamateure“

Deutscher Militärverlag, Berlin

92 Seiten, 27 Bilder, broschiert 1,90 DM

Wenn man den Titel unbefangen liest, glaubt man erst, es handelt sich um die Beschreibung von Meißgeräten für Transistoren, beim näheren Lesen findet man eine Zweiteilung in dem recht gut geschriebenen, relativ anspruchlosen Bändchen von Jakubaschk, nämlich den Abschnitt A: Geräte zum Prüfen und Messen

von Transistoren und Dioden und den Abschnitt B: Meißgeräte mit Transistoren. Man hätte vom Standpunkt der Logik aus zwei getrennte Bände ausführen können, nämlich einen mit Meißgeräten für Transistoren und einen für Meißgeräte mit Transistoren. Der letztere wäre dann aber unverhältnismäßig viel umfangreicher geworden. So hat der Verfasser den Kompromiß des wenig aussagenden Titels „Transistormeißgeräte“ in Kauf genommen und in altbewährter Art beschreibend von ihm selbst gebaute oder geplante Bastelgeräte vorgestellt.

Es hängt sicher mit der Zugänglichkeit der Bauelemente für den Bastler zusammen, daß dem Fachgebiet der HF- oder Impulsmeißgeräte wenig Aufmerksamkeit geschenkt wurde. Dies ist bedauerlich, aber man wird durch die umfangreichen NF-Schaltungen, z. B. Signalinjektor, Pegelmesser oder Meißbrücke, teilweise dafür entschädigt. Das im Bändchen beschriebene Transistorkompensationsvoltmeter ist ein recht brauchbares Amateurmeißgerät, bei Verwendung dekadisch gestufter Spannungsteiler könnte es sogar eine Art „handbetriebenes Digitalvoltmeter“ werden (empfehlenswert ist hier der sogenannte Varley-Kompensator). Der Wert des auf Seite 28 beschriebenen Rauschfaktortesters ist begrenzt, vielleicht könnte man besser ein einfaches Relativmeißgerät mit Schmalbandverstärker und Anzeigeinstrument beschreiben. Von einem Transistorprüfer mit Drucktasten und vom Pegelzeiger sind Fotos der ausgeführten Muster beigegeben. Sie entsprechen dem Niveau eines mittleren Bastlers. Zusammenfassend kann man sagen, daß das Büchlein von Jakubaschk allen denen empfohlen werden kann, die keine hohen Ansprüche an eine derartige, mehr informativ gehaltene Broschüre stellen und die für bestimmte Zwecke ausprobierte Schaltungen suchen. Der mit der Transistortechnik beginnende Amateur findet reiches Erfahrungsmaterial und gute Anregungen. Für künftige ähnliche Vorhaben würde ich eine Erweiterung in der Art vorschlagen, daß die Standardmeißgeräte des Amateurs in transistorisierter Form mit in dem Bändchen beschrieben werden sollten. Alles in allem ist es eine gute Ergänzung der bei uns vorhandenen Transistor-Anfängersliteratur.

Fischer

PGH

„FUNKTECHNIK“

Dresden N 6, Obergraben 6  
Fernruf: 53074

## Lautsprecher-Spezialwerkstatt

Reparaturen aller  
Fabrikate und Typen  
bis 40 W

## Suche gebrauchte Prüfgeräte

1 Selektograph  
SO 81

1 Prüfgenerator  
PG 1

1 Universalröhren-  
voltmeter URV 1

1 Resonanzmesser  
RM II

Angebote unter KRF 672 an  
DEWAG-WERBUNG  
Berlin N 54

## Lautsprecher-Reparaturen

aufmagnetisieren – spritzen  
sauber · schnell · preiswert

Mechanische Werkstatt  
Alfred Pötz, Arnstadt/Thür.  
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Herstellung von  
Kleindrafo, HF-Trafo,  
Bandfilter usw.  
für die Rundfunk- und  
Fernseh-Industrie über-  
nimmt

Elektro-Apparatebau KG  
Wernigerode, Mühlental 10

## Junger Diplomingenieur

Elektroakustik, 2 J. prakt.  
Tätigkeit in d. Industrie, in  
ungek. Stellung, sucht neuen  
Wirkungskreis, Raum Thür.  
bevorzugt, Wohnung erw.

Zuschr. m. Tätigkeitsmerk-  
malen u. Gehaltsangeb. unt.  
DL 7114 Dewag Leipzig C I

## Grid-Dipper

(Resonanzmesser RM II)

Tongenerator GF 2  
oder ähnliche Type  
zu kaufen gesucht.

Angebote unter HP 68985  
DEWAG Hochhaus Dresden



## Übersicht über die bisher veröffentlichten Reparaturhinweise von 1959 bis 1963

(Teil 2)

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
Start 1, 2, 101	Hinweise zur Reparatur	17 (1963) 540
Start A	Berichtigung des Stromlaufplanes	10 (1963) 306; 21 (1963) 675
Start 3 A	Bildscheibe ist von außen herausnehmbar	5 (1963) 159
Start 3 A, 4 A, 103 A	Servicehelfer 19 gilt auch für diese Geräte	10 (1963) 306
Stadion	Einstellung des stabilisierten Netztes	21 (1963) 675
	Schaltungsänderung in der VK-Platte	23 (1963) 731
Rafena-Geräte	Brummfehler durch Doppelkelko	6 (1959) 185
Standard	zweckmäßiger Ersatz für R <sub>607</sub> vor Wechsel durchgeschlagener	14 (1963) 445
	Anodensicherung Elkos entladen	10 (1963) 306
	Reparaturhinweise	16 (1963) 512; 21 (1963) 675; 23 (1963) 730
Iris 12	Brummen im Bild (L <sub>19</sub> )	22 (1963) 707
Iris 17 B	schwacher Kontrast und Fahnenbildung (L <sub>19</sub> )	11 (1963) 352
	Bild rollt zeitweilig (C <sub>68A</sub> , C <sub>70</sub> )	4 (1961) 127; 19 (1962) 610
	Bild rollt (Masseverbindung der Frontregler, L <sub>19</sub> )	20 (1961) 642
	sinusförmige Verzerrungen in Zeilenrichtung (Phasentrafo)	20 (1961) 642
	Fehler und Verbesserung der Zeilensynchronisation	11 (1963) 352
	Bildhöhe zu gering (B 43 M 2)	10 (1962) 321
Weißensee	Bildröhrenimplosion durch schadhafte DY 86	4 (1961) 127
	Ausfall von R <sub>01</sub> (Gitterstrom)	22 (1960) 705
	Empfindlichkeitssteigerung (zusätzliche ZF-Stufe)	14 (1959) 444
	Verbesserung der Bildqualität durch PCL 84	24 (1960) 790
	Bild- und Tönstörungen (Schmutzschicht auf Bildröhrenhals)	18 (1963) 578
	schwacher Kontrast (Videodiode)	18 (1963) 578
	schwache Helligkeit (SP 54)	4 (1959) 121
	keine Helligkeit (C <sub>82</sub> , C <sub>87</sub> )	24 (1960) 780; 8 (1961) 264
	senkrechte Linien sind oben weggeknickt (C <sub>93</sub> )	12 (1960) 391
	Bild läßt sich mit Zeilenregler nicht in die Mitte schieben (R <sub>98</sub> )	4 (1959) 121
	Zeilensynchronisation ist von Lautstärke abhängig (PCL 82)	16 (1959) 502
	Zeilenbreite läuft ein (Sockel PL 81)	14 (1962) 448
Alex	Bild läßt sich mit Zeilenregler nicht in die Mitte schieben (Zeilentrafo)	22 (1960) 705
	Bildhöhe zu gering (C <sub>118</sub> )	14 (1963) 445
	Fehler der Bildablenkung	6 (1960) 179
Alex/Berolina	für Boosterkondensator und Bildkipp nur Sikatrokondensatoren verwenden	23 (1963) 731

Chassistyp	Problem/Fehler	Heft/Jahr/Seite
Berolina	keine Helligkeit durch Fehler im Bildkipp (C <sub>331</sub> )	24 (1963) 766
	Wandern der Zeilenfrequenz bei Erwärmung (D <sub>1302</sub> , D <sub>1304</sub> )	24 (1963) 766
Astra	keine Synchronisation (L <sub>13</sub> )	2 (1961) 42
Narziß	dicke, schwarze Balken durch defektes Ablenssystem	20 (1961) 642
Lotos	schlechte Bildsynchronisation infolge Einstreuung vom Ablenssystem	22 (1963) 708
AT 401 N	synchronisiert nur bei starkem Kontrast (C <sub>18</sub> )	8 (1961) 264
	Stellung des Helligkeitsreglers geht auf Bildhöhe ein (C <sub>29</sub> )	16 (1961) 524
	Änderung der Zeilenendstufe, um Bauteilausfall zu senken	18 (1959) 575
AT 401 A — (O11)	Service-Hinweise	2 (1960) 48; 16 (1959) 502
AT 403	keine Helligkeit (Ablenssystem)	12 (1960) 391
	keine Synchronisation (Anodenkontakt von DY 86)	24 (1960) 780
	synchronisiert nur bei starkem Sender (C <sub>91</sub> )	8 (1961) 264
AT 505 — 666	Überschläge in der Bildröhre (C <sub>61</sub> umlöten)	11 (1963) 352
AT 401 N, 403, 505	nachträglich einzubauende Leuchtpunktunterdrückung	4 (1961) 127
Munkácsy	Service-Erfahrungen	5 (1963) 158; 7 (1963) 222; 9 (1963) 288; 10 (1963) 306; 13 (1963) 410; 15 (1963) 478
	Anodenspannung fehlt (PY 82)	18 (1963) 578
AT 611	Service-Erfahrungen und Service-Hinweise	12 (1961) 367; 14 (1961) 439
	keine Helligkeit bei Verwendung einer PL 36 aus DDR-Produktion	18 (1961) 571
Sarja	Änderungen	24 (1959) 760
sowjetischer TV-Empfänger	Ersatz der 6,7T 13 c durch EL 36	5 (1963) 159
	Schutzfunkenstrecke für Bildröhre	5 (1963) 159
Allgemein	Federkontakte brechen durch; nicht vollbesetzte Walze des Kanalwählers	4 (1962) 121
	Bildröhrenimplosion bei einem „Cranach“	24 (1960) 780
	Zeilentrafo Brand	19 (1960) 618
	wie ein Ölfleck sich ausbreitendes Bild (Hochspannungsventil)	14 (1960) 452

Wird fortgesetzt





TV-Hochantennen

TV-Tischantennen

**Buchmann, Schulze & Co., KG**

Betrieb mit staatlicher Beteiligung

Dessau, Stenesche Straße 12

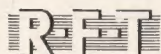


**VEB MESSELEKTRONIK BERLIN**

BERLIN O 112, NEUE BAHNHOFSTRASSE 9-10

liefert elektronische Meßgeräte für Nieder-, Hoch- und Höchst-Frequenztechnik.

Bewährte Spezialisten stehen zu Ihrer Beratung bereit.



### Lichtelektrische Kontroll- und Steuergeräte

Lichtschranken

Lichtastgeräte

Lichtgitterschranken

Fotozellenverstärker

Dämmerungsschalter

Dichtemesser

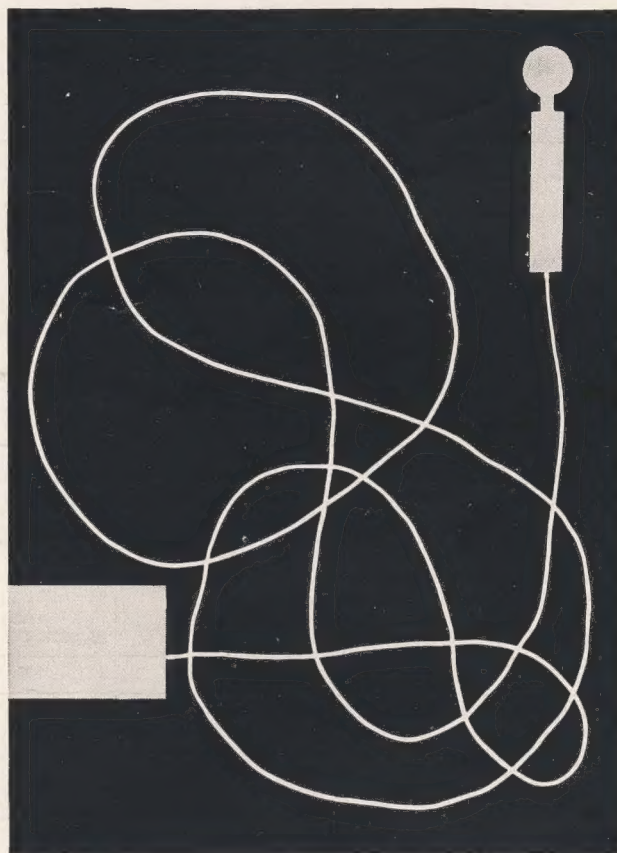
Belichtungsregler



**VISOMAT** G.m.b.H.

Leipzig C 1, Berliner Str. 69

Zur Leipziger Frühjahrsmesse: Techn. Messe, Halle 18, Stand 637



## die lange Leitung

vom Mikrophon zum Verstärker hat Sie stets in Ihrer Arbeit behindert, Ärger verursacht oder Ihre Pläne durchkreuzt.

Wir haben das Problem für Sie gelöst. Künstler, Dozenten, Artisten, Reporter! Auf der Bühne, im Hörsaal oder mitten in unserem Zeitgeschehen! Sie arbeiten unkompliziert, sicher und zuverlässig mit unserem drahtlosen Mikrophon „TRANSFON“. Die lange Leitung gehört der Vergangenheit an. Schreiben Sie uns, wir informieren Sie gern über TRANSFON – die moderne Art der akustischen Übertragung.



#### Unser weiteres Fertigungsprogramm:

UKW-Kleinstfunkgeräte • Gedruckte Leiterplatten  
Elektronische Sondergeräte • Ausgedehnter Service  
für unsere Erzeugnisse

**PGH FUNKMECHANIK FREIBERG**

Freiberg in Sachsen, Lomonossowstraße 4, Ruf 2994